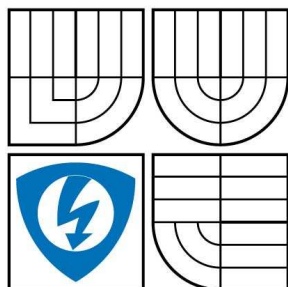


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ



FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

NÁVRH ŘEŠENÍ A ANALÝZA VLASTNOSTÍ PROUDOVÉHO OPERAČNÍHO ZESILOVAČE V BIPOLÁRNÍ A UNIPOLÁRNÍ TECHNOLOGII

SOLUTION PROPOSAL AND ANALYSIS OF PROPERTIES OF CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER
IN BIPOLAR AND UNIPOLAR TECHNOLOGIES

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. RADOVAN PAWLAS

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

PROF. ING. KAMIL VRBA, CSc.

BRNO 2008

Zadání diplomové práce

Na základě studia stavebních bloků známých zapojení operačních zesilovačů, proudových konvektorů, transimpedančních zesilovačů navrhnete koncepci proudového zesilovače s diferenčním vstupem a diferenčním výstupem. Zaměřte se na řešení jak v bipolární, tak i unipolární technologii. Navrhnete základní způsoby připojení zpětnovazební sítě a prozkoumejte, jak reálné vlastnosti samotného zesilovače ovlivní výsledná zapojení obvodů se zejména na způsoby vynulování nesymetrií.

LICENČNÍ SMLOUVA
POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Radovan Pawlas
Bytem: Hnojník 38
Narozen/a (datum a místo): 28.10.1983, Třinec
(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 244/53, 602 00, Brno
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
doc. Ing. Václav Zeman, Ph.D.
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☒ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Návrh řešení a analýza vlastností proudového operačního zesilovače
v bipolární a unipolární technologii

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Ústav: Ústav telekomunikací

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v:

✓	tištěné formě	–	počet exemplářů	2
✓	elektronické formě	–	počet exemplářů	2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ✓ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3
Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

.....

Nabyvatel

.....

Autor

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá proudovými operačními zesilovači a to především jejich vnitřními strukturami a možnými modifikacemi těchto struktur. Proudový operační zesilovač se skládá z několika základních stavebních bloků a ty jsou v této práci stručně popsány a následně jsou tyto bloky použity ve vnitřní struktuře navrhovaných operačních zesilovačů. Základními stavebními bloky proudového operačního zesilovače jsou proudové zrcadlo, diferenční zesilovač, proudový zdroj, transimpedanční zesilovač a pomocné prvky obvodu, které zajistí konkrétní vlastnosti zesilovače. Jsou představena základní zapojení vnitřních struktur operačních zesilovačů. Každý zesilovač prošel analýzou obvodu provedenou v programu MicroCap 9.0, kde byla provedena jednoduchá DC analýza zpětnovazební sítě operačního zesilovače, vnitřní struktury proudového operačního zesilovače v zapojení se zpětnovazební sítí. Obvody byly řešeny jak v bipolární, tak i v unipolární technologii a to vždy pro stejný typ zapojení. Práce se zabývá způsobem připojení zpětnovazební sítě k operačnímu zesilovači a byly zkoumány reálné vlastnosti samotného zesilovače v navržené zpětnovazební síti. Tento návrh zásadně ovlivňuje výsledné vlastnosti obvodu. Analýzou obvodu se provedlo zjištění, jak daný proudový operační zesilovač pracuje v určitém proudovém rozsahu. Každý typ zkoumaného zesilovače je popsán, je uvedeno schéma zapojení vnitřní struktury a uveden graf vyjadřující proudový přenos zesilovače. Na závěr jsou tyto zesilovače porovnány a uvedeny jejich základní vlastnosti.

Klíčová slova:

proudový operační zesilovač, operační zesilovač, proudové zrcadlo, proudový konvektor, transimpedanční zesilovač, bipolární struktura, unipolární struktura, proudový zisk

Abstract

This master thesis is about current operational amplifiers and mainly about their internal structures and possible modifications of these structures. The Current operational amplifier consists of several elementary blocks and these blocks are shortly described and used in internal structures of proposed operational amplifiers. Basic elementary blocks of the current operational amplifier are current mirror, differential amplifier, current source, transimpedance amplifier and additional elements of a circuit. In this thesis, several elementary structures of the operational amplifiers are introduced. Each amplifier passed through the analysis of the circuit in software MicroCap 9.0. In this software is done the simple DC analysis of the internal structure of the current operational amplifier in connection with a feedback. The solution was focused on bipolar and unipolar technology for each connection. I deal with a method of feedback connection to the operational amplifier and explore real characteristic of the appropriate amplifier in the designed feedback. In principle this design has important influence to the resulting properties of the circuit. Within the analysis of the circuits have been found, how each current operational amplifier works in a defined current range. Every type of surveyed amplifier is closely described, the internal structure is depicted and graph of current transmission of amplifier is shown. At the end of this thesis the amplifiers are compared and there are introduced their advantages and disadvantages.

Keywords:

current operational amplifier, operational amplifier, current mirror, current conveyor, transimpedance amplifier, bipolar structure, unipolar structure, current gain

Bibliografická citace VŠKP:

PAWLAS, R. *Návrh řešení a analýza vlastností proudového operačního zesilovače v bipolární a unipolární technologii*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 82 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh řešení a analýza vlastností proudového operačního zesilovače v bipolární a unipolární technologii jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Kamilu Vrbovi, CSc., vedoucímu Ústavu telekomunikací, za velmi užitečnou metodickou pomoc, cenné rady, vstřícný přístup a ochotu dosahovat lepších a lepších výsledků při zpracování diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Seznam použitých veličin a zkratk

- A_i – proudový zisk
- C_c – kapacitní kondenzátor
- CCI – current conveyor first generation – proudový konvektor první generace
- CCII – current conveyor second generation – proudový konvektor druhé generace
- CMOS – Complementary Metal–Oxide–Semiconductor - komplementární unipolární tranzistor
- COA – current operation amplifier – proudový operační zesilovač
- DA – digitálně analogový (převod apod.)
- DDCC – proudový konvektor s diferenčním vstupem
- DVCC – proudový konvektor s diferenčním vstupem
- D_x – označení diody
- E_{OS} – vstupní zbytkové napětí
- GBW – gain bandwidth – zisk šířky pásma
- g_{DS} – vodivost přechodu unipolárního tranzistoru drain (kolektor) – source (emitor)
- g_f – strmota unipolárního tranzistoru v našem případě 10 mA/V
- g_f – strmota bipolárního tranzistoru v našem případě 40 mA/V
- G_I – ideální zesílení
- GND – označení uzemnění v obvodu
- h – délka kanálu
- I_B – proud báze
- I_{bias} – proudové předpětí
- I_C – proud kolektoru
- I_D – proud drainu unipolárního tranzistoru
- I_D – proud drainu unipolárního tranzistoru
- I_{DSS} – nasycený proud drainu
- I_{DZ} – optimální proud drainu unipolárního tranzistoru
- I_E – proud emitoru
- I_{IN} – vstupní proud obvodu
- i_o – výstupní proud obvodu
- I_{OUT} – výstupní proud obvodu
- i_s – vstupní (signálový) proud obvodu
- JFET – junction field – effect transistor – unipolární tranzistor s přechodovým hradlem
- k – Boltzmannova konstanta

- K_I – proudový přenos proudového zrcadla
- MOSFET – metal oxide semiconductor field effect transistor – unipolární tranzistor s izolovaným hradlem
- M_X – označení unipolárního tranzistoru
- NMOS – unipolární tranzistor s kanálem typu N
- OZ – operační zesilovač
- PMOS – unipolární tranzistor s kanálem typu P
- q – náboj elektronu
- R_B – označení odporu připojeného na bázi tranzistoru
- r_{BE} – odpor přechodu báze emitor bipolárního NPN tranzistoru v našem případě 2,5 k Ω
- r_{CE} – odpor přechodu kolektor emitor bipolárního NPN tranzistoru v našem případě 100 k Ω
- r_{DS} – velikost výstupního odporu unipolárního tranzistoru typicky 10 k Ω
- R_E – označení odporu připojeného na emitor tranzistoru
- R_{IN} – vstupního odpor proudového zrcadla
- R_L – zatěžovací rezistor
- R_{OI} – ideální výstupní odpor
- R_{OUT} – výstupního odpor proudového zrcadla
- r_s – odpor source unipolárního tranzistoru
- R_X – výstupní odpor proudového konveju
- R_Z – zátěž obvodu
- T – teplota okolí
- T_X – označení bipolárního tranzistoru
- U_{BE} – napětí mezi bázi a emitorem bipolárního tranzistoru, obvykle $U_{BE} = 0,7$ V
- U_{CC} – napájecí napětí obvodu
- U_{CE} – napětí mezi kolektorem a emitorem bipolárního tranzistoru
- U_{DS} – napětí mezi drain (kolektorem) a source (emitorem) unipolárního tranzistoru
- U_{GS} – napětí mezi gate (bází) a source (emitorem) unipolárního tranzistoru
- U_{GSZ} – optimální napětí hradla
- U_P – prahové napětí se volí od 0,5 V po 5 V
- U_T – teplotní napětí, které se při pokojové teplotě pohybuje kolem 25,9 mV
- VFCOA – napěťová zpětná vazba proudového operačního zesilovače
- w – šířka kanálu
- X – vstup proudového konveju
- Y – vstup proudového konveju
- Z – výstup proudového konveju

ZD – zenerova dioda

α – pomocná výpočetní veličina

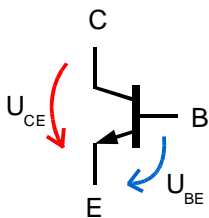
β – proudový zesilovací činitel bipolárního tranzistoru, v našem případě $\beta = 100$

Φ – konstantní potenciál hradla

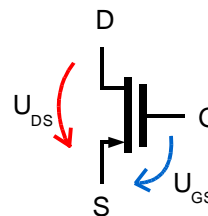
γ_M – proudově normovaná strmost

μ_n – pohyblivost elektronů

ω_o – šířka pásma napětového operačního zesilovače



Obr 1: Bipolární tranzistor NPN



Obr 2: Unipolární tranzistor N-MOS

B – báze

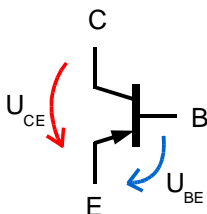
C – kolektor

E – emitor

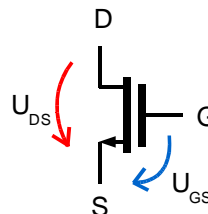
D – drain (kanál, kolektor)

G – gate (hradlo, báze)

S – source (emitor)



Obr 3: Bipolární tranzistor PNP



Obr 4: Unipolární tranzistor P-MOS

Obsah

Seznam použitých veličin a zkratk.....	11
Obsah.....	14
Úvod.....	16
1.Prvky vnitřní struktury proudového operačního zesilovače.....	17
1.1.Proudová zrcadla.....	17
1.1.1.Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo v bipolární struktuře.....	19
1.1.2.Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo v unipolární struktuře.....	20
1.1.3.Wilsonovo proudové zrcadlo v bipolární struktuře.....	21
1.1.4.Wilsonovo proudové zrcadlo v unipolární struktuře.....	22
1.1.5.Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo v bipolární struktuře.....	23
1.1.6.Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo v unipolární struktuře.....	24
1.1.7.Zhodnocení vlastností proudových zrcadel.....	25
1.2.Operační zesilovač – OZ.....	26
1.2.1.Struktura operačního zesilovače.....	28
1.2.2.Diferenční zesilovač	28
1.2.3.Zdroj konstantního proudu.....	30
1.2.4.Elementární operační zesilovač	31
1.3.Proudový konvektor	33
1.3.1.Proudové konvektory první generace – CCI.....	33
1.3.2.Proudové konvektory druhé generace – CCII.....	34
1.3.3.Proudové konvektory s diferenčním vstupem.....	35
1.4.Transimpedanční zesilovač.....	37
2.Proudový operační zesilovač.....	39
2.1.Nulování vstupní nesymetrie v bipolární struktuře.....	40
2.1.1.Vstupní zbytkové napětí bipolárních zesilovačů.....	43
2.2.Nulování vstupní nesymetrie v unipolární struktuře.....	45
2.2.1.Vstupní zbytkové napětí unipolárního zesilovače.....	53
2.3.Základní zpětnovazební sítě proudového operačního zesilovače.....	55
2.3.1.Invertující proudový operační zesilovač	55
2.3.2.Neinvertující proudový operační zesilovač	56
2.3.3.Zjednodušený invertující proudový zesilovač.....	57
2.3.4.Zjednodušený neinvertující proudový zesilovač.....	58

2.3.5. Proudový zesilovač s proudovým konvejorem.....	59
2.3.6. Invertující proudový zesilovač s proudovým konvejorem CCII+.....	60
2.4. Blokové schéma proudového operačního zesilovače.	61
2.5. Nízkozátěžové proudové zesilovače.....	62
2.5.1. První zapojení proudového zesilovače.	63
2.5.2. Druhé zapojení proudového zesilovače.	66
2.5.3. Třetí zapojení proudového zesilovače.....	70
2.6. Zátěžové proudové zesilovače.....	73
2.6.1. Proudový operační zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou – VFCA.....	74
2.6.2. Výkonový proudový operační zesilovač třídy AB.....	76
2.7. Zhodnocení vlastností proudových operačních zesilovačů.....	79
Závěr.....	80
Seznam literatury.....	82

Úvod

Tématem této diplomové práce je návrh řešení a analýza vlastností proudového operačního zesilovače v bipolární a unipolární technologii. Nejprve se pokusím nastínit jak vypadá struktura operačního zesilovače v bipolární a unipolární technologii, následně proudového konveju a transimpedančního zesilovače. Tyto prvky slouží jako základ pro pochopení vlastností a struktury proudového operačního zesilovače s diferenčním vstupem.

Všechny výše zmiňované prvky jsou v dnešní době chápány jako jednoduché celky nebo samostatné součástky. Ovšem jejich vnitřní struktura je stále dosti složitá a je zde prostor pro zdokonalování jak elektrických vlastností tak i fyzických. Tyto součástky jsou složeny z tranzistorů a různých typů jejich zapojení. Nejčastějším případem vnitřní struktury operačního zesilovače, proudového konveju je proudové zrcadlo.

V jednotlivých kapitolách se seznámíme s hlavními stavebními prvky proudového operačního zesilovače a vysvětlí se jejich hlavní struktura a popis funkce. Nejprve jsou představena základní zapojení proudových zrcadel, která se nacházejí v téměř každé struktuře proudového operačního zesilovače. Následuje popis základního operačního zesilovače a jeho vnitřní struktury, kde je vysvětlena základní teorie obvodu zesilovače. Z tohoto prvku se v proudovém operačním zesilovači z velké většiny vychází a tyto obvody obsahují podobné rozložení prvků obvodu vnitřní struktury zesilovače. Dále následuje popis proudového konveju, který je nedílnou součástí dnešních integrovaných obvodů a jsou představeny pro objasnění jeho dvě generace a také konveju s diferenčním vstupem. Proudový konveju může být do jisté míry chápán jako náhradní obvod za základní operační zesilovač, jelikož jeho vlastnosti jsou podobné, ale základní filozofie a struktura je zcela odlišná. V další kapitole se jen v krátkosti představí transimpedanční zesilovač, který bývá použit ve většině struktur proudového operačního zesilovače. Po tomto teoretickém úvodu, kde se představily jednotlivé prvky vnitřní struktury proudového operačního zesilovače následuje obsáhlejší kapitola zabývající se vnitřními strukturami proudových operačních zesilovačů a analýzou jejich vlastností, možnostmi zapojení zpětnovazební sítě a jejich modifikacemi.

1. Prvky vnitřní struktury proudového operačního zesilovače

V této kapitole se představí jednotlivé prvky vnitřní struktury většiny dnes používaných proudových operačních zesilovačů. Tato kapitola se zabývá několika základními obvody a ty jsou zde stručně popsány a vysvětlen jejich princip. Tato kapitola má pomoci pochopit z čeho se základní operační zesilovač skládá a jaké jsou jeho vlastnosti.

1.1. Proudová zrcadla

Obsahem této kapitoly bude popis proudových zrcadel a vysvětlení jejich principu a vlastností. Z nich si pak vybereme zrcadlo, které budeme používat při návrhu proudového operačního zesilovače. Je možné, že pro některé aplikace se použije zrcadlo například Wilsonovo a pro jinou aplikaci třeba kaskodové zrcadlo. Budeme využívat toho co je pro danou aplikaci právě výhodnější a efektivnější pro návrh. Proudových zrcadel je celá řada a jejich použití v operačních zesilovačích je dnes již nutností.

Proudová zrcadla dělíme na dvě hlavní skupiny. A to podle typu použitého tranzistoru. Tranzistory jsou dva základní typy a to v bipolární a unipolární technologii. Rozdíly těchto dvou technologií jsou zřejmé už z názvu. My se tohoto rozdílu budeme držet také a budeme porovnávat proudové operační zesilovače v bipolární a unipolární struktuře. Je jasné, že pro některé aplikace bude výhodnější bipolární struktura a pro jiné zase unipolární struktura použitých tranzistorů.

Proudové zrcadlo je nejrozšířenějším pomocným obvodem analogových integrovaných obvodů. Používá se všude tam, kde je teoreticky účelné zařadit zdroj proudu, ať se jedná o stálý proud stejnosměrný, případně proud řízený některou obvodovou veličinou. Proudové zrcadlo není úplným ekvivalentem zdroje konstantního proudu, pracuje pouze jako řízený omezovač proudu. Aby mohlo nahradit zdroj proudu, musí být spojeno s pomocným zdrojem napětí a mezi kolektorem a emitorem řízeného tranzistoru musí být přiměřený úbytek napětí, zaručující umístění pracovního bodu v linearizovatelné části příslušné výstupní charakteristiky tranzistoru. [1].

Při vývoji analogových monoliticky integrovaných obvodů byla usilovně hledána jednodušší zapojení s minimálním počtem rezistorů, která by mohla nahradit ideální zdroj proudu. Ukázalo se, že stačí použít dvojici tranzistorů spojených bází a emitory přivedeny na zem, kolektory přivedeny na vstup a výstup a báze spojeny s vstupním napětím. Jsou-li oba tranzistory shodné a sdílejí stejnou vnitřní teplotu, je výstupní proud I_2 téměř shodný s proudem I_1 , který je do vstupu obvodu zaváděn. Pro takový obvod se vžil název proudové zrcadlo resp. proudový obrazeč (opakovač).

Proudová zrcadla mají největší význam v integrovaných obvodech v zapojeních zdrojů řízených proudem, u kterých se referenční proud, který teče v jedné větvi obvodu zrcadlí (reprodukuje) v jeho druhé větvi. Tyto zapojení jsou označovaná jako proudová zrcadla – Current Mirror. Proudová zrcadla jsou významným prvkem analogových obvodů. Používají se při realizaci operačních zesilovačů či zesilovačů s proudovým výstupem a také různých typů proudových konvektorů a to i invertujících konvektorů, dále pak u proudových konvektorů s rozdílovým napětíovým vstupem a vyváženým proudovým výstupem či konvektorů s rozdílovým a součtovým vstupem a v neposlední řadě i u zesilovačů s proudovou zpětnou vazbou nebo transadmitančních zesilovačů, [1].

Proudová zrcadla se v integrovaných obvodech velmi často používají jako zdroje konstantního proudu či proudové opakovače, ale také k náhradě vysokoohmových rezistorů. Obvykle se využívá velkého výstupního odporu proudového zdroje při realizaci zatěžovacího rezistoru zesilovače, takže proudový zdroj má funkci tzv. aktivní zátěže. V porovnání s vysokoohmovými rezistory, vyrobenými difuzí, aktivní zátěže potřebují menší plochu na čipu, vykazují i menší parazitní kapacity. Aplikace aktivních zátěží také dovoluje realizovat nízkopříkonové režimy funkčních bloků elektronických obvodů, umožňuje dosažení podstatně vyšších zisků zesilovacích stupňů a konečně u diferenčních zesilovačů dovoluje snadnou konverzi symetrického výstupu na nesymetrický, čímž je umožněno jednoduché připojení dalších obvodů, [2].

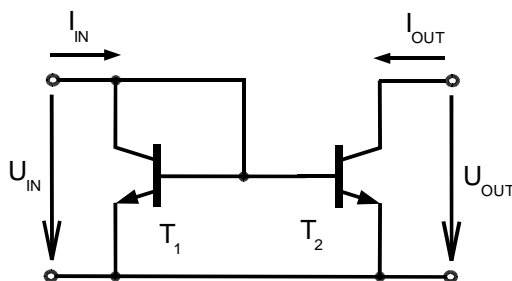
$$K_1 = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} \quad . \quad (1.1)$$

Proudové zrcadlo je ve svém principu zdroj proudu řízený proudem. Ideální proudové zrcadlo zrcadlí bez ohledu na jeho směr. Proudová zrcadla realizována pomocí tranzistorů mohou zrcadlit pouze jeden směr tekoucího proudu a to také v závislosti na typu použitého tranzistoru. Proudový přenos zrcadel je dán základním vztahem (1.1) a z tohoto vztahu se pak vychází pro všechny ostatní výstupní rovnice.

Nyní se seznámíme s nejpoužívanějšími zrcadly, které následně budeme používat při návrhu proudového operačního zesilovače.

1.1.1. Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo v bipolární struktuře

Jedná se o principiálně základní zapojení proudového zrcadla (opakovače) a z tohoto obvodu pak vycházejí všechny ostatní zrcadla s různými obměnami. Je tvořeno pouze dvěma tranzistory, viz Obr. 1.1, vycházíme z toho, že oba tranzistory jsou shodné a proto můžeme uvažovat proudový zesilovací činitel $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ a napětí báze – emitor $U_{BE1} = U_{BE2}$. Požadujeme aby proudový přenos zrcadla byl co nejbližší rovný jedné.



Obr 1.1: Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo s NPN tranzistory

$$K_I = \frac{1}{1 + \frac{2}{r_{BE} g_f}} = 0,9804, \quad (1.2)$$

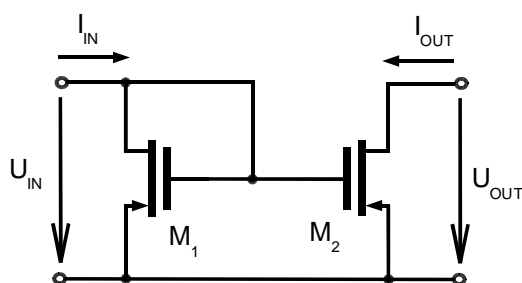
$$R_{IN} \approx \frac{1}{g_f} = 25 \, \Omega, \quad (1.3)$$

$$R_{OUT} = r_{CE} = 100 \, k\Omega. \quad (1.4)$$

Z rovnic 1.2 až 1.4 jsou vidět hlavní přenosové vlastnosti tohoto proudového zrcadla, které určují hlavní vlastnosti obvodu. Pro proudové zrcadlo je důležité mít co nejnižší vstupní odpor, co největší výstupní odpor a velikost proudového přenosu by měla být co nejvíce rovna jedné. V následujícím přehledu proudových zrcadel jsou uvedeny rovnice vyjadřující vlastnosti jednotlivých zrcadel a tyto rovnice byly vytvořeny v programu pro symbolickou analýzu Snap 3.0. Schémata byla pro tuto analýzu kreslena v programu Edit 32. Do rovnic se dosazují vždy stejné hodnoty členů rovnice, aby se ukázaly vzájemné rozdíly mezi jednotlivými zrcadly. Velikosti těchto parametrů jsou uvedeny v Seznamu použitých veličin a zkratk.

1.1.2. Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo v unipolární struktuře

Princip činnosti proudových zrcadel s unipolárními tranzistory je podobný jako u proudových zrcadel s bipolárními tranzistory. Ale u unipolárních tranzistorů se v daleko menší míře uplatňují proudy tekoucí do řídících elektrod tranzistorů řízených polem (výstupní odpor je značně velký) a naopak se bude uplatňovat relativně malý vstupní odpor unipolárních tranzistorů, [3].



Obr 1.2: Jednoduché Widlarovo proudové zrcadlo s N-MOS tranzistory

Nejjednodušší proudové zrcadlo bylo navrženo Widlarem pro technologii bipolárních tranzistorů. Unipolární Widlarovo proudové zrcadlo je zakresleno na obrázku 1.2. Zrcadlo se skládá ze dvou jednokanálových unipolárních tranzistorů tvořením translineárních smyček.

$$K_I = \frac{1}{1 + \frac{g_{DS}}{g_f}} = 0,99, \quad (1.5)$$

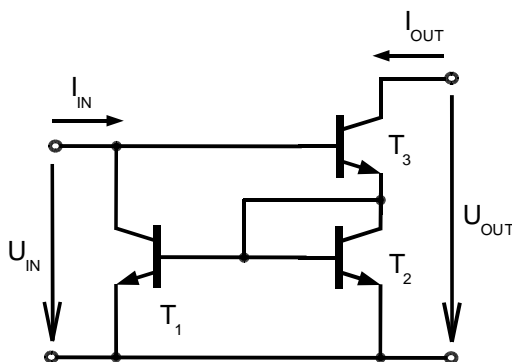
$$R_{IN} = \frac{1}{g_{DS} + g_f} = 99 \, \Omega, \quad (1.6)$$

$$R_{OUT} = \frac{1}{g_{DS}} = 10 \, k\Omega. \quad (1.7)$$

Přenosové parametry tohoto zrcadla jsou uspokojivé, ale velikost výstupního odporu je dosti malá, proto se při návrhu proudových operačních zesilovačů budu tomuto zapojení vyhýbat.

1.1.3. Wilsonovo proudové zrcadlo v bipolární struktuře

Vysokou přesnost proudového přenosu také dosahuje Wilsonovo proudové zrcadlo zapojené dle Obrázku 1.3. Taký se někdy používá název zpětnovazební opakovač. Zdokonalení spočívá v zavedení paralelní proudové zpětné vazby, v níž emitorový proud tranzistorem T_3 působí přes proudové zrcadlo tvořené tranzistory T_1 a T_2 zpětně na proud ve vstupní smyčce zrcadla, [2].



Obr 1.3: Wilsonovo proudové zrcadlo s tranzistory NPN

$$K_I \approx \frac{r_{CE} g_f + 1}{r_{CE} g_f + 2} = 0,9997, \quad (1.8)$$

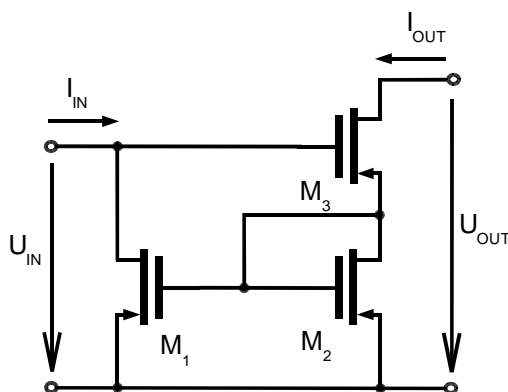
$$R_{\text{IN}} \approx \frac{r_{\text{BE}}}{2} = 1,25 \text{ k}\Omega, \quad (1.9)$$

$$R_{\text{OUT}} \approx \frac{r_{\text{BE}} r_{\text{CE}} g_{\text{f}}}{2} = 5 \text{ M}\Omega. \quad (1.10)$$

Výše uvedené rovnice ukazují jaké parametry toto proudové zrcadlo má a můžeme říci, že vlastnosti tohoto zrcadla jsou velice dobré, jelikož disponuje vysokým výstupním odporem a téměř jednotkovým proudovým přenosem.

1.1.4. Wilsonovo proudové zrcadlo v unipolární struktuře

Toto proudové zrcadlo pracuje na stejném principu jako Wilsonovo proudové zrcadlo s bipolárními tranzistory, s tím rozdílem, že proud do bázi tranzistorů není u unipolárních tranzistorů potřeba tolik eliminovat, protože tento proud je velmi malý.



Obr 1.4: Wilsonovo proudové zrcadlo s N-MOS tranzistory

$$K_{\text{I}} \approx \frac{g_{\text{f}} + g_{\text{DS}}}{g_{\text{f}} + 2 g_{\text{DS}}} = 0,99, \quad (1.11)$$

$$R_{\text{IN}} = \frac{1}{g_{\text{DS}}} = 10 \text{ k}\Omega, \quad (1.12)$$

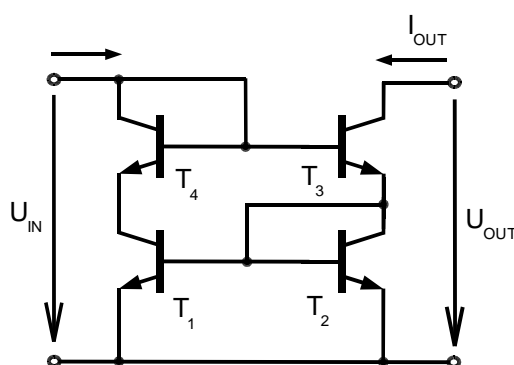
$$R_{OUT} = \frac{g_f^2 + 2g_f g_{DS} + 2g_{DS}^2}{g_f g_{DS}^2 + g_{DS}^3} = 1,01 \text{ M}\Omega. \quad (1.13)$$

Zlepšení vlastností jednoduchého Widlarova proudového zrcadla bylo dosaženo Wilsonem a to přidáním tranzistorů do výstupní větve, jako na obrázku 1.4. V bipolární technologii, kde byl navrhován původně to potlačilo ztrátu přeneseného proudu kvůli nekonečné β a vyskytly se bázové proudy. Pro unipolární technologii je tato vlastnost irelevantní, nicméně výstupní odpor Wilsonova proudového zrcadla je stále velmi vysoký, [5].

Zapojení bylo navrženo původně pro eliminaci vlivu proudů do bází bipolárních tranzistorů. Pro MOS technologii je tato skutečnost bezvýznamná, protože proudy do řídicích elektrod jsou zanedbatelné. Přesto je zapojení užíváno, protože vykazuje vysoký výstupní odpor $1 \text{ M}\Omega$, [3].

1.1.5. Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo v bipolární struktuře

Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo je převzato s unipolárních proudových zrcadel. Má přidán další tranzistor T_4 , čímž jsme zapojili dvě zrcadla proti sobě a vytvořili zpětnou vazbu výstupu a vstupu. Tímto se zlepší přenos zrcadla a díky symetrickému rozložení součástek je přenos stabilnější při měnícím se napájecím napětí.



Obr 1.5: Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo s tranzistory NPN

$$K_I \approx \frac{r_{BE}^2 g_f^2 + 2}{r_{BE}^2 g_f^2 + 4} = 0,9998, \quad (1.14)$$

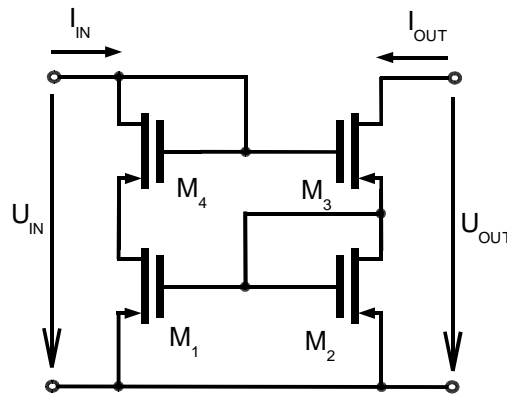
$$R_{IN} \approx \frac{r_{BE}^2 g_f^2 + 4 r_{BE}}{2 r_{BE} g_f + 4} = 1,275 \text{ k}\Omega, \quad (1.15)$$

$$R_{OUT} \approx \frac{r_{BE} r_{CE} g_f}{2} = 5 \text{ M}\Omega. \quad (1.16)$$

Rovnice 1.14 až 1.16 vyjadřující hlavní parametry zlepšeného Wilsonova proudového zrcadla nám říkají, že toto zrcadlo je velice výhodné pro své vlastnosti a jeho použitím získáme především vysoký výstupní odpor a jednotkový přenos.

1.1.6. Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo v unipolární struktuře

Přidáním dalšího tranzistoru M_4 dostáváme zrcadlo dle obrázku 1.6. Jde vlastně o dvě jednoduchá zrcadla pracující proti sobě, čímž je vytvořena aktivní zpětná vazba z výstupu na vstup. Proto selepší přesnost opakování proudu proudového zrcadla. Navíc díky symetrickému uspořádání bude zapojení vykazovat velmi malou citlivost přenosu na změny napájecího napětí, [3].



Obr 1.6: Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo s N-MOS tranzistory

$$K_I \approx \frac{3 g_f + 2 g_{DS}}{3 g_f + 4 g_{DS}} = 0,9934, \quad (1.17)$$

$$R_{IN} = \frac{g_f + 3 g_{DS}}{g_f g_{DS} + 2 g_{DS}^2} = 10,098 \text{ k } \Omega, \quad (1.18)$$

$$R_{OUT} \approx \frac{g_f + 3 g_{DS}}{g_{DS}^2} = 1,03 \text{ M } \Omega. \quad (1.19)$$

U tohoto proudového zrcadla je vidět značné zesložitení vztahů pro výpočet parametrů proudového zrcadla. Samotné hodnoty nejsou ohromující, ale také ne zcela nevyhovující a můžeme říci, že toto zrcadlo patří svými parametry k dobrému průměru.

1.1.7. Zhodnocení vlastností proudových zrcadel

V následující tabulce jsem shrnul hlavní parametry proudových zrcadel do přehledné tabulky, kde je uvedeno, jak dané proudové zrcadlo opakuje proud a jaké jsou hodnoty jeho vstupního a výstupního odporu. Z uvedené tabulky je možné určit, že z představených zrcadel má nejlepší parametry Zlepšené Wilsonovo proudové zrcadlo v bipolární struktuře.

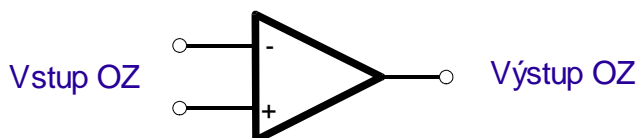
Typ zrcadla	Parametr zrcadla		
	$K_I(-)$	$R_{IN}(\Omega)$	$R_{OUT}(\Omega)$
Jednoduché Widlarovo zrcadlo v bipolární struktuře	0,9804	25	100 k
Jednoduché Widlarovo zrcadlo v unipolární struktuře	0,9900	99	10 k
Wilsonovo proudové zrcadlo v bipolární struktuře	0,9997	1250	5 M
Wilsonovo proudové zrcadlo v unipolární struktuře	0,9900	10 k	1,01 M
Zlepšené Wilsonovo zrcadlo v bipolární struktuře	0,9998	1275	5 M
Zlepšené Wilsonovo zrcadlo v unipolární struktuře	0,9934	10,1 k	1,03 M

Tab. 1: parametry proudových zrcadel

1.2. Operační zesilovač – OZ

Operační zesilovač (zkratka OZ) je elektrický obvod fungující jako diferenciální napětový zesilovač s vysokým ziskem a stejnosměrnou vnitřní vazbou. Má invertující (označovaný -) a neinvertující (označovaný +) vstup a obvykle jednoduchý výstup. Některé speciální operační zesilovače bývají vybaveny diferenciálním výstupem.

Vzhledem k vysokému zisku jsou obvody konstruované s operačními zesilovači většinou vybavené zápornou zpětnou vazbou, která téměř výhradně určuje jejich chování. S operačním zesilovačem pak pro zjednodušení výpočtů pracujeme jako s ideálním operačním zesilovačem, [3].



Obr 1.7: Schématická značka operačního zesilovače

Operační zesilovač má dva vstupní obvody: **invertující** a **neinvertující**. Při zavedení signálu na invertující vstup se na výstupu operačního zesilovače objeví signál v opačné fázi, zatímco při přivedení signálu na neinvertující vstup je signál na vstupu a výstupu operačního zesilovače ve fázi, [4].

Zesilovače s vysokým ziskem otevřené smyčky bývají nazývány operační zesilovače. Jsou nesporně nejpoužívanější a nejpříspěvnější stavební bloky v analogové technice. Použití těchto zařízení v záporné zpětnovazební smyčce dovoluje mnoho variant přenosových funkcí jednoduchých nástrojů, jejichž vlastnosti a přesnost jsou v podstatě nezávislé na velikosti, ale na nepřesnosti otevřené smyčky operačního zesilovače.

Tradiční signálové procesy mají pouze omezené napětové operace. Výsledkem je že napětové operační zesilovače jsou převážně užívány analogovými návrháři a jsou mnohem

užívanější v IC výrobě.

Nicméně v nedávných letech je větší pozornost věnována proudovému pojetí problému. Obvody jsou klasifikovány jako proudové, jestliže informační médium je reprezentováno jako časová změna proudů. Tento přístup je prakticky používán v IC zařízeních, které jsou převážně kapacitní. Podle tohoto předpokladu je rychlost maximalizována u obvodu řízených proudem, než je tomu u obvodů řízených napětím. Navíc nízko napěťové operace mohou být sdružovány s proudovými obvody a tím jsou minimalizovány napěťové výkyvy, dokud signálový rozsah závisí na impedanci vybraného stupně návrhářem a je jasně omezen napájecím napětím.

Účinnost v poslední dekádě bývá charakterizována rostoucím počtem proudových aplikací jak v digitální tak analogové oblasti. Například proudové obvody bývají výhodně užívány ve vysokorychlostních obvodech používající proudovou logiku, proudový AD a DA převod stejně jako lineární a logaritmické filtry a translineární obvody.

V kontextu architektury zesilovačů s proudovým vstupem i výstupem bývají reprezentovány stavebními bloky stejně jako tradiční napěťové aplikace, [3].

V praxi se nejvíce užívají tyto operační zesilovače:

- **napěťový OZ:** napěťově řízený napěťový zdroj s nekonečným napěťovým ziskem a vstupní impedancí a nulovým výstupním odporem.
- **proudový OZ:** proudově řízený proudový zdroj s nekonečným proudovým ziskem a výstupním odporem a nulovým vstupním odporem
- **transrezistentní OZ:** proudově řízený napěťový zdroj s nekonečným transrezistentním ziskem a nulovým vstupním a výstupním odporu.
- **transkonduktantní OZ:** napěťově řízený proudový zdroj s nekonečným transkonduktančním ziskem, vstupním a výstupním odporem.

Se zesílením a signálovou konverzí se setkáváme nejvíce v analogových obvodech. Tyto funkce mohou být spojeny se zpětnovazebním OZ a jejich vhodnou volbou zpětné vazby.

Uvádím čtyři možné typy zesilovačů, které se liší kombinací vstupního zdroje a výstupního zařízení.

- Napětí na napětí (UU) zesilovač
- proud na proud (II) zesilovač
- Napětí na proud (UI) zesilovač
- Proud na napětí (IU) zesilovač, [3].

1.2.1. Struktura operačního zesilovače

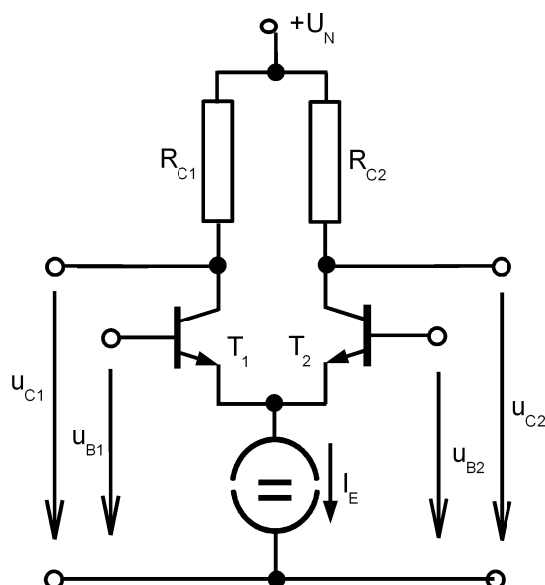
Všechny operační zesilovače, včetně těch monolitických, se skládají z několika jednotlivých tranzistorů. Operační zesilovač má typicky dva až tři základní stupně.

Prvním z nich je diferenční vstupní díl, který má v podstatě za úkol odvodit ze dvou vstupních signálů jejich rozdíl a obvykle nemá příliš vysoké napět'ové zesílení. Na jeho výstup je navázán „rozkmitový“ stupeň, který zesilovači uděluje většinu napět'ového zesílení. Třetím stupněm je nepovinný proudový „booster“ (zesilovač) na samém výstupu zesilovače, který zvyšuje zatížitelnost zesilovače. Některé starší operační zesilovače pro všeobecné použití tento stupeň úplně postrádají, většina současných operačních zesilovačů ho má, [5].

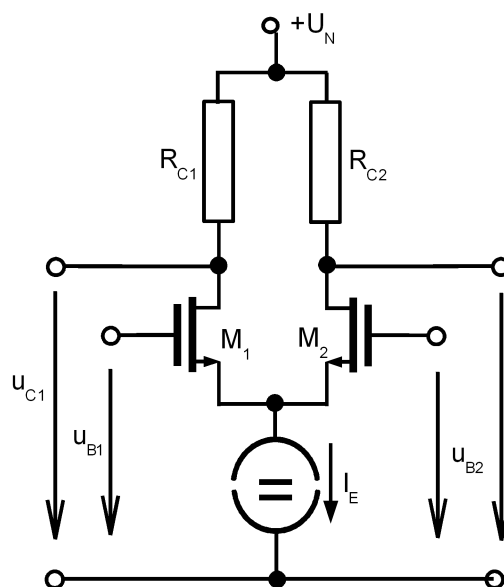
1.2.2. Diferenční zesilovač

Diferenční zesilovač je základním stavebním prvkem OZ. Je důležitým stavebním kamenem všech operačních zesilovačů. V praktických schématech je obvykle snadno identifikovatelný jako dva tranzistory ve vstupní části, umístěné "tváří v tvář" blízko u sebe, se spojenými emitory (buď přímo, nebo přes malé rezistory). Okolo těchto tranzistorů je pár dalších součástek: dva kolektorové odpory a jediný emitorový odpor k zemi. Většina praktických diferenčních zesilovačů však obsahuje místo emitorového odporu zdroj konstantního proudu, [5].

Schéma zapojení diferenčního zesilovače je uvedeno na obrázku 1.8 pro bipolární a obrázek 1.9 pro unipolární strukturu.



Obr 1.8: Schéma zapojení diferenčního zesilovače v bipolární technologii



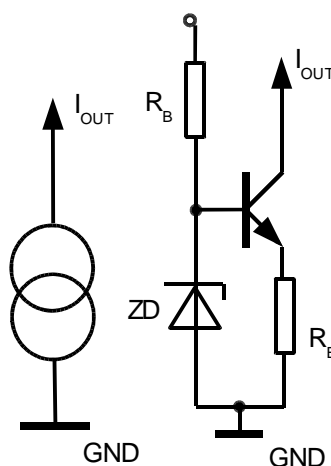
Obr 1.9: Schéma zapojení základního operačního zesilovače v unipolární technologii

Hlavním úkolem diferenčního zesilovače je sloučit dva vstupy operačního zesilovače (invertující a neinvertující) do jediného signálu, který je pak postoupen dalším stupňům k dalšímu zesílení. Ony dva vstupy jsou vlastně totožné s bázemi výše zmíněných dvou tranzistorů v diferenčním stupni. Výstupní signál je odebírán z kolektoru pouze jednoho z obou tranzistorů. Tak se stane, že jeden ze vstupů je invertující a druhý neinvertující. Přesné zesílení obou vstupů a celého diferenčního stupně je vcelku nepodstatné, protože diferenční stupeň skutečně slouží

hlavně k porovnání obou vstupů. O skutečné zesílení se můžou postarat následující stupně (přesná velikost zesílení opět není podstatná, hlavně musí být co nejvyšší) a o zbytek se postará zpětná vazba, takže v praxi bude na obou vstupech téměř stejné napětí a budou ponejvíce fungovat jako komparátor. Záporná zpětná vazba se bude snažit udržet je přesně v rovnováze.

1.2.3. Zdroj konstantního proudu

Báze tranzistoru je přímo navázána na napěťový stabilizátor. Tímto způsobem je zajištěno, že emitorový rezistor jednoduše omezí kolektorový proud pod určité teoretické maximum, dané Ohmovým zákonem $\left(I = \frac{U}{R}\right)$. Výsledkem je relativně plochá křivka závislosti kolektorového proudu na napětí - je určitě plošší než lineární, a dokonce plošší než logaritmická. Prostě konverguje k určitému teoretickému maximu pro nekonečné napětí kolektoru, [5].

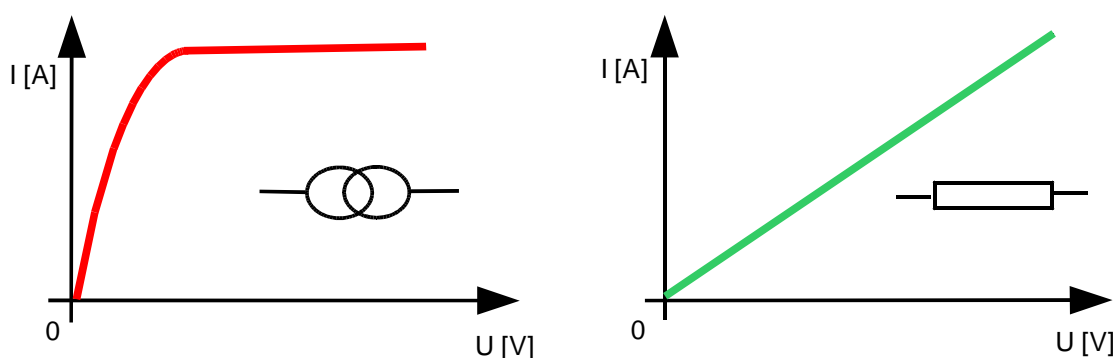


Obr 1.10: schéma zapojení zdroje konstantního proudu

Zdroj konstantního proudu se chová jako rezistor o velmi vysokém odporu, připojený na velmi vysoké napětí. Tyto vlastnosti jsou užitečné při nastavování klidového proudu koncových stupňů operačních zesilovačů, ale také při konstrukci napěťových zesilovačů (v rozkmitovém stupni). Představte si zapojení se společným emitorem, kde je místo kolektorového odporu

zapojen zdroj konstantního proudu, [5].

Teoreticky by měl takovýto obvod nekonečné napěťové zesílení. I v praxi je zesílení natolik vysoké, že například nelze nastavit pracovní bod do lineární oblasti jinak, než zápornou zpětnou vazbou, [5].



Obr 1.11: Závislosti kolektorového proudu na napětí proudového zdroje a skutečného rezistoru

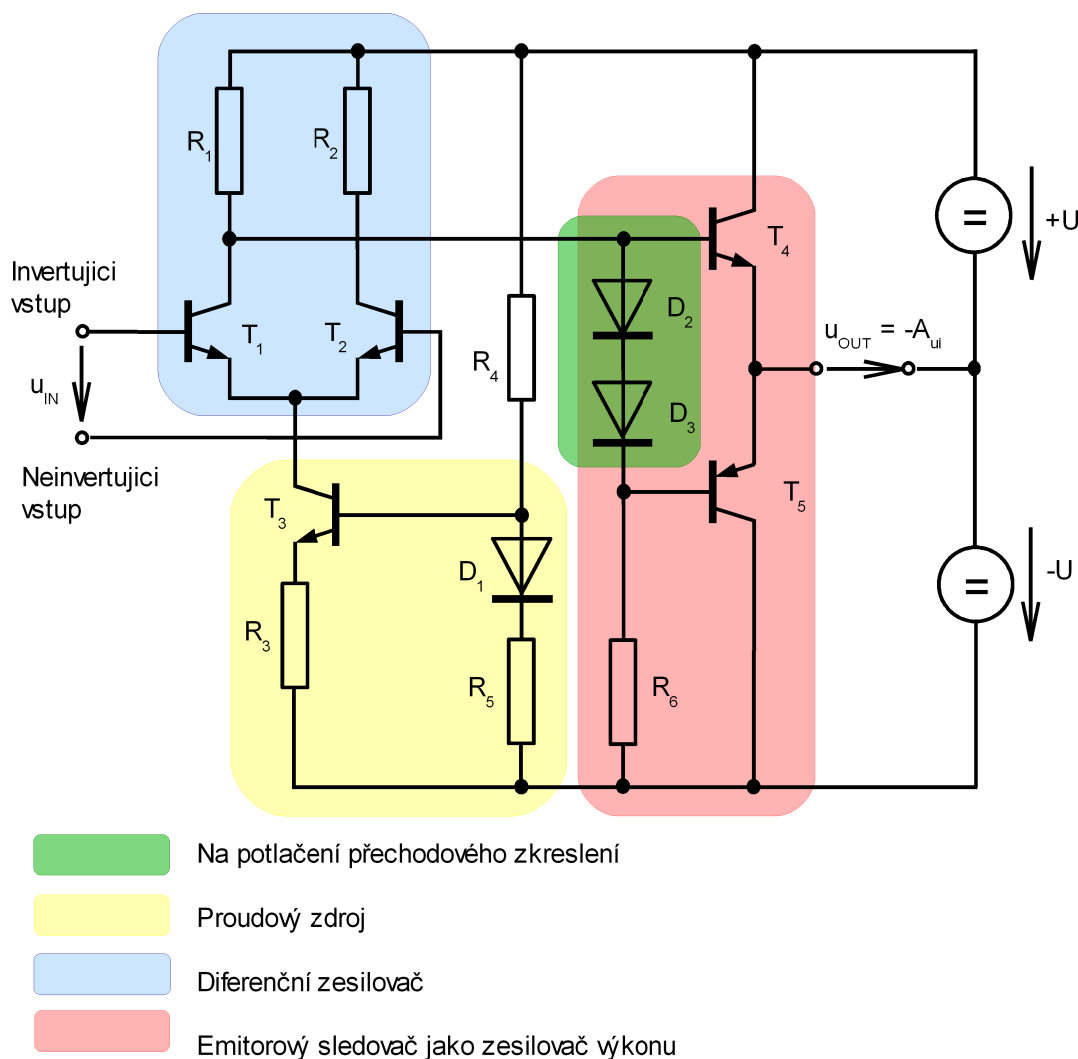
Z následujících popsaných bloků je složen základní diferenční operační zesilovač, který je znázorněn na obr. 1.12. Ve schématu jsou znázorněny jednotlivé základní bloky, které určují vlastnosti operačního zesilovače. Operační zesilovač má dva diferenční vstupy, na které je přiváděn vstupní signál a ten je v diferenčním zesilovači rozpoznám jestli je signál kladný nebo záporný a propustí jej na kmitočtový sledovač, který pracuje jako zesilovač výkonu, tyto odvody jsou podporovány proudovým zesilovačem a na výstup je přiváděn již zesílený signál.

1.2.4. Elementární operační zesilovač

Zapojení na obr. 1.12 je to nejzákladnější principiální zapojení, z kterého se vychází pro návrh dalších operačních zesilovačů. Mezi nejznámější a nejpoužívanější patří operační zesilovače 741 a LF155. Schéma zapojení těchto nejpoužívanějších zesilovačů je mnohem složitější než základní schéma, ovšem elektrické vlastnosti složitost předčí.

Tyto elementární operační zesilovače se mohou vyrábět jak v bipolární a tak i unipolární technologii.

- **Bipolární OZ** mají dobrou stabilitu vstupního zbytkového napětí, velké vstupní proudy a mají průměrný vstupní odpor.
- **Unipolární OZ** pracují s malými vstupními proudy, výstupní odpor je oproti bipolární struktuře obrovský, vykazuje malou stabilitu vstupního zbytkového napětí.



Obr 1.12: schéma zapojení elementárního operačního zesilovače

Elementární operační zesilovač je složen z několika základních bloků, které ukazuje obrázek 1.12. Na vstupu obvodu je diferenční zesilovač, který nám rozdělí kladné a záporné proudy. Na tento diferenční zesilovač je připojen proudový zdroj, který zajišťuje oživování obvodu. Emitorový sledovač na výstupu zesilovače nám zesiluje v poslední části a z něj je vyveden výstup OZ.

1.3. Proudový konvektor

Jedním z nejdůležitějších základních stavebních bloků v oblasti zpracování signálu v proudovém módu je proudový konvektor. V základním provedení je to součástka se čtyřmi vývody a v konkrétním obvodu se podílí na funkčním zpracování signálu. V řadě případů funguje podobně jako konvenční operační zesilovač. Navíc proudové konvektory nabízí alternativní cestu realizace složitých obvodových funkcí. Proudový konvektor je z hlediska zpracovávaného signálu smíšený stavební blok, který může nahradit klasický operační zesilovač v aplikacích v napětovém módu nebo dává možnost transformovat tyto aplikace do proudového módu.

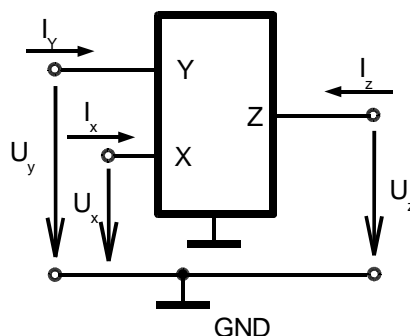
Proudové konvektory jsou moderní funkční mnohobrany, s různě definovanými vztahy mezi branovými veličinami. Konvektorováním rozumíme sledování U a I , popřípadě sledování s inverzí. Konvektory mají lepší kmitočtové vlastnosti než standardní OZ. Používají se na vyšších kmitočtech, v tzv. proudovém módu, [7].

1.3.1. Proudové konvektory první generace – CCI

Proudový konvektor byl původně zaveden jako trojbran. Jeho funkce může být popsána následovně: Jestliže je na vstupní svorku Y přiloženo napětí, potom se stejný potenciál objeví na svorce X . Obdobně vstupní proud I do svorky X bude mít za následek stejný proud vtékající do svorky Y a dále stejný proud bude vytékat (nebo vtékat) z výstupní svorky Z . Povšimněte si, že vstup X se chová jako zdroj proudu I s velkou vnitřní impedancí. Napětí na svorce X je nezávislé na proudu vtékajícím do této svorky. Podobně proud tekoucí vstupem Y je určen proudem skrze svorku X a nezávisí na potenciálu svorky Y . Konvektor CCI tak představuje virtuální zkrat na svorce X a virtuální rozpojený obvod na svorce Y , [7].

Funkce konvektoru CCI může být popsána následující hybridní rovnicí:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ u_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_y \\ i_x \\ u_z \end{bmatrix}. \quad (1.20)$$



Obr 1.13: Schématická značka proudového konvejeoru

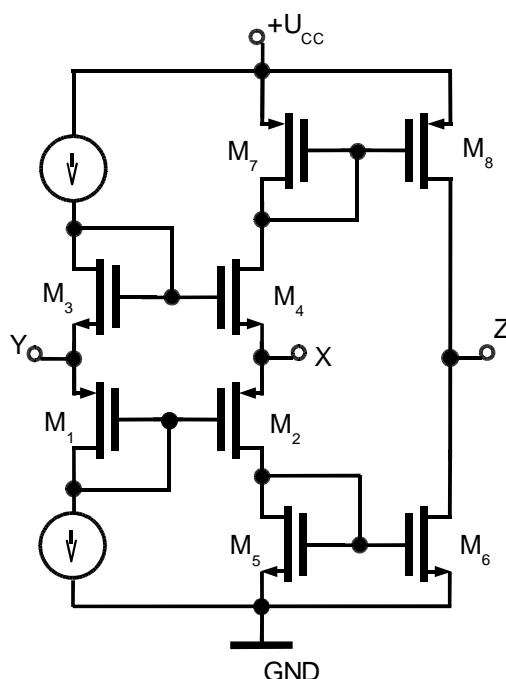
1.3.2. Proudové konvejeory druhé generace – CCII

Druhá generace proudových konvejeorů byla zavedena v roce 1970, u těchto konvejeorů je nulový proud svorkou Y. Tyto konvejeory se v aplikacích jeví užitečnější než CCI. Konvejeory druhé generace CCII mohou být popsány následující rovnicí (1.21), [7].

$$\begin{bmatrix} i_y \\ u_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_y \\ i_x \\ u_z \end{bmatrix}. \quad (1.21)$$

Z těchto rovnic je zřejmé, že svorka Y vykazuje nekonečnou vstupní impedanci. Napětí na svorce X sleduje potenciál svorky Y, svorka X vykazuje nulovou vstupní impedanci. Proud tekoucí skrze svorku X je opět přenášen na vysokoimpedanční výstup Z. Proud tekoucí svorkou Z má stejnou orientaci jako proud svorkou X (konvejeor CCII+) nebo opačnou polaritu v případě konvejeoru CCII-, [7].

Následující obr. 1.14 vystihuje vnitřní strukturu proudového konvejeoru druhé generace CCII v technologii CMOS. Ukazuje se, že konvejeor CCII je nejužitečnější z rodiny proudových konvejeorů.

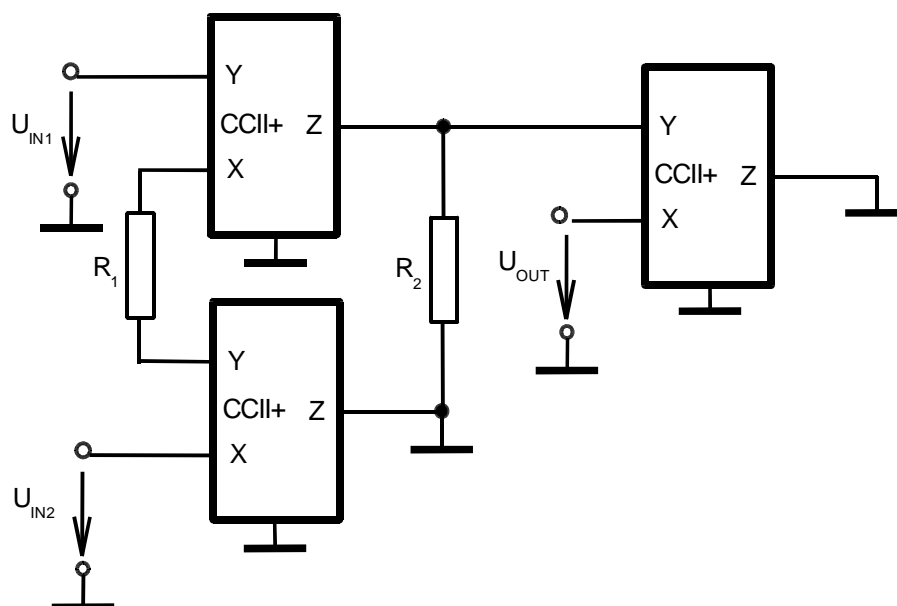


Obr 1.14: Jednoduchá implementace v technologii CMOS

1.3.3. Proudové konvejory s diferenčním vstupem

Nejpoužívanějším typem v současnosti je proudový konvektor druhé generace (CCII+). Řada důležitých analogových funkčních bloků může být realizována s CCII: všechny typy řízených zdrojů, impedanční invertory a konvertory.

Nicméně můžeme pozorovat jednu nevýhodu, dosavadní konvertory nemohou být snadno použity v aplikacích vyžadujících diferenční nebo plovoucí vstupy jako jsou impedanční konvertory a proudové přístrojové zesilovače, resp. návrh takového obvodu vyžaduje dva nebo více konvektorů CCII. Základní struktura používaná pro realizaci plovoucího vstupu je na obr. 1.15. Tento obvod používá dva obvody CCII a plovoucí rezistor (zapojený mezi svorkami X těchto dvou konvektorů), tím je docílen plovoucí vstup. Protože každý vstup X má výstupní odpor R_x , potom efektivní odpor mezi dvěma svorkami X je $R-2R_x$ a chyba přenosu způsobená nenulovým odporem vstupu je dvojnásobná, [7].

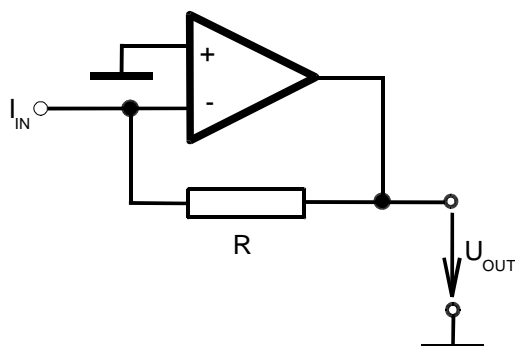


Obr 1.15: Plovoucí vstup realizovaný pomocí tří konvektorů CCII

Tento úkol byl vyřešen pomocí dvou speciálních typů proudových konvektorů s diferenčním vstupem (DDCC, DVCC). Konvektory DVCC a DDCC jsou relativně jednoduché a užitečné funkční bloky, které zachovávají všechny výhody konvektorů CCII a eliminují nevýhodu vstupní impedance jednoduchého vstupu.

1.4. Transimpedanční zesilovač

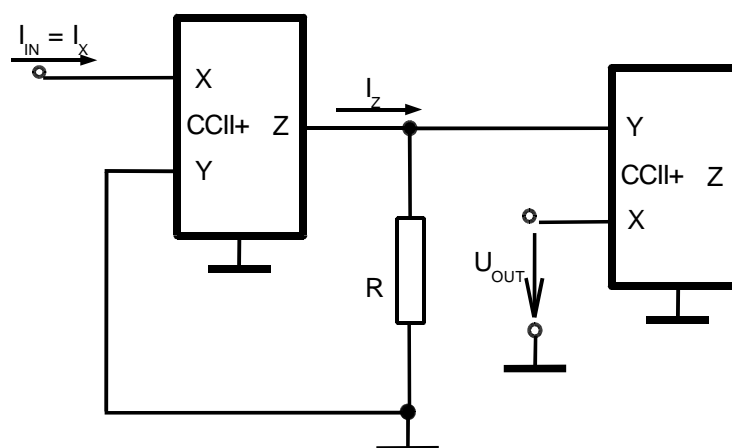
Transimpedanční zesilovač je standardně sestaven z operačního zesilovače a zpětné vazby realizované rezistorem, jak je zobrazeno na obr. 1.16.



Obr 1.16: Transimpedanční zesilovač s OZ

V této topologii je zájem řešit problém spojený s konstantou GBW. Ale omezením je opět přesná hodnota impedance. Ve skutečnosti vstupní impedance může být mnohem přijatelnější, ale operační zesilovač má velmi velkou vstupní impedanci. Zpětná vazba pomáhá redukovat tuto hodnotu od faktoru souvisejícího se smyčkovým zesílením, ale silný pokles může získat pouze nízká frekvence, kde operační zesilovač vykazuje velmi vysoké napětové zesílení, [8].

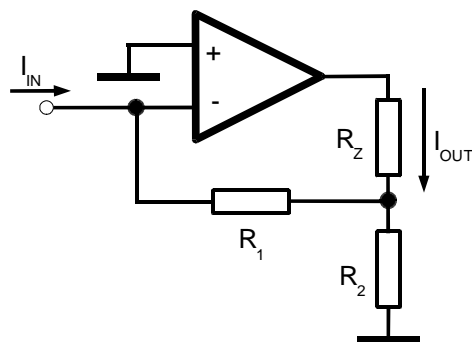
Ekvivalentní transimpedanční zesilovač je sestaven z proudového konveju zobrazeném na obr. 1.17. Dovoluje nám vybrat požadovaný zisk bez ovlivňujícího impedančního stupně. Ve skutečnosti nízkou impedanci zajišťuje charakteristika proudového konveju CCII a není spojena zpětnou vazbou, [8].



Obr 1.17: Transimpedanční zesilovač s CCII proudovým konvejorem

2. Proudový operační zesilovač

Proudový operační zesilovač je obvod, který je velice důležitý v mnoha aplikacích analogové i digitální techniky. Je součástí téměř každého integrovaného obvodu. Proudový operační zesilovač je složen z několika základních bloků, které jsou složeny ze základních zapojení tranzistorů. Nejčastější součástí proudového operačního zesilovače jsou proudová zrcadla, která jsou představena výše. Dalším komponentem zesilovače bývají proudové konvejory nebo transimpedanční zesilovače. Tyto bloky jsou opět popsány výše a je vysvětlena jejich základní funkce. Následující text přiblíží jak by proudový operační zesilovač mohl vypadat.



Obr 2.1: Proudový zesilovač jako příklad operačního obvodu s volnou (neuzemněnou) zátěží

Vstupní veličinou operačního obvodu na obr 2.2 je signálový proud i_{IN} , výstupní veličinou je proud i_{OUT} protékající zátěží. Vstupní signálový proud přitékající k invertujícímu vstupu operačního zesilovače je kompenzován částí výstupního proudu, vydělenou proudovým odporovým děličem (R_1 , R_2) zpětnovazební sítě. Následkem virtuálního uzemnění rezistoru R_2 pracuje tento proudový dělič nakrátko, takže

$$i_{IN} + i_{OUT} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0. \quad (2.1)$$

Ideální operační rovnice v explicitním tvaru,

$$i_{OUT} = - \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \cdot i_{IN}, \quad (2.2)$$

opět závisí na odporu zátěže R_L . Na rozdíl od předcházejícího případu to ale znamená, že

operační obvod vystupuje vzhledem k zátěži jako *ideální proudový zdroj* s nekonečným vnitřním odporem. Ideální výstupní odpor operačního obvodu je nekonečný,

$$R_{OI} = \infty. \quad (2.3)$$

Tato vlastnost je důsledkem proudového výstupu operačního obvodu. Bezrozměrná konstanta úměrnosti mezi vstupním a výstupním proudem má význam proudového zesílení

$$K_I = -\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right), \quad (2.4)$$

[13].

2.1. Nulování vstupní nesymetrie v bipolární struktuře

Vstupní zesilovací stupeň je nejkritičtější částí operačního zesilovače, místem střetávání vzájemně protichůdných konstrukčních požadavků na přesnost a rychlost. Přímo určuje všechny parametry vstupní a podstatně ovlivňuje řadu parametrů přenosových a výstupních. Jeho souměrná diferenční stavba je přirozeným obvodovým vyjádřením funkční symetrie invertujícího a neinvertujícího vstupu.

Obrázek 2.3 ukazuje částečně obnažený operační zesilovač se vstupním diferenčním stupněm složeným z bipolárních tranzistorů T_1 , T_2 typu NPN, pracovních kolektorových

rezistorů R_{C1} , R_{C2} a zdroje proudu I . Báze obou tranzistorů tvoří invertující a neinvertující vstup výsledného operačního zesilovače, jehož ostatní zesilovací stupně jsou zatím zastoupeny ideálním zesilovačem A_X . Vyšetříme vstupní parametry takového operačního zesilovače s použitím základních znalostí tranzistorové elektroniky.

Statické chování bipolárního tranzistoru v aktivní oblasti je s vyhovující přesností popsáno rovnicemi

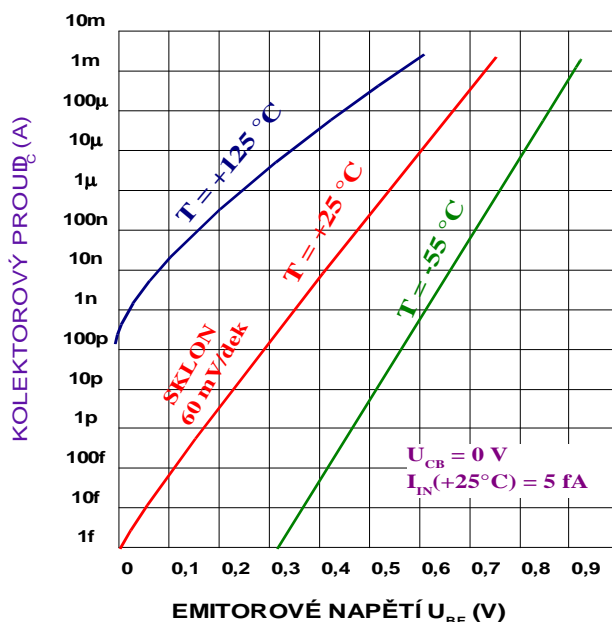
$$I_C = I_s \exp \frac{qU_{BE}}{kT}, \quad (2.5)$$

nebo

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_s}, \quad (2.6)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}. \quad (2.7)$$

I_C, I_B proud kolektoru a proud báze,
 U_{BE} napětí mezi bází a emitorem,
 T absolutní teplotu,



Obr 2.3: Statická převodní charakteristika $I_C(U_{BE})$ bipolárního tranzistoru

$k/q = 82,2 \mu\text{V/K}$	poměr Boltzmanovy konstanty $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ a náboje elektronu $q = 1,60 \times 10^{-19} \text{ C}$,
$kT/q = U_T$	teplotní napětí, přibližně 25 mV za pokojové teploty,
I_S	pomyslný nasycený proud, teplotně závislý měřítkový a rozměrový faktor
β	proudové zesílení.

Parametry I_S a β zahrnují fyzikální, materiálové a technologické konstanty tranzistoru a jsou charakteristické pro daný typ a kus. Jejich výrobní rozptyl je značný, řádu 100 %. Při současné výrobě dvou sdružených tranzistorů monolitického operačního zesilovače však vzájemné odchylky nepřekročí 10 % a u dobrých výrobců dokonce 1 %. Společnou příčinou tohoto rozptylu je výrobní rozptyl tloušťky báze w :

$$I_S = \frac{A}{w}, \quad (2.8)$$

$$\beta = \frac{B}{w}, \quad (2.9)$$

A a B jsou konstanty prakticky nezávislé na výrobních fluktuacích.

Zdůrazňujeme, že napětí mezi bází a emitorem podle rovnice (2.5) závisí přímo na proudu kolektoru, nikoli emitoru. Rozsah platnosti této rovnice zahrnuje 6 až 9 dekád kolektorového proudu, od pikoampéru po miliampér podle velikosti kolektorového napětí a odpovídajících závěrných proudů na dolním konci rozsahu a podle velikosti vnitřního odporu báze a sériového odporu emitoru na horním konci rozsahu. V semilogaritmických souřadnicích (obr. 2.33) je závislost $U_{BE}(I_C)$ přímková se strmostí $U_T \ln 10$ na dekádu proudu (přibližně 60 mV/dek za pokojové teploty).

Strmost (transkonduktance) $g_M = \delta I_C / \delta U_{BE}$ v pracovním bodě (T, I_C) je pro všechny tranzistory stejná,

$$g_M = \frac{qI_C}{kT} = \frac{I_C}{U_T}. \quad (2.10)$$

Proudově normovaná strmost $\gamma_M = g_M / I_C$ je také stejná a navíc nezávislá na kolektorovém proudu,

$$\gamma_M = \frac{q}{kT} = \frac{1}{U_T}. \quad (2.11)$$

Její velká hodnota

$$y_M = \frac{1}{25 \text{ mV}} = 40 \text{ V}^{-1}, \quad (2.12)$$

za pokojové teploty je hlavním důvodem dobré napěťové stability bipolárního diferenčního stupně v porovnání s unipolárním diferenčním stupněm, jak uvidíme v dalších odstavcích.

Strmost tranzistoru souvisí jednoduše s jeho *diferenciálním emitorovým odporem* $r_E = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_E}$,

$$r_E = \frac{U_T}{I_E} = \alpha \frac{U_T}{I_C} = \frac{\alpha}{g_M} \approx \frac{1}{g_M}. \quad (2.13)$$

$I_E = I_C + I_B = I_C / \alpha$ je proud emitoru a $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \approx 1$.

2.1.1. Vstupní zbytkové napětí bipolárních zesilovačů

S označením dle obr. 2.3 je vstupní zbytkové napětí znázorněného operačního zesilovače rovno rozdílu emitorových napětí vstupních tranzistorů,

$$E_{OS} = U_{BE1} - U_{BE2}. \quad (2.14)$$

Po dosazení z rovnice (2.5) při vyrovnané teplotě T je

$$E_{OS} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}. \quad (2.15)$$

Indexy 1 a 2 vyznačují příslušnost tranzistorům T_1 a T_2 .

Vstupní zbytkové napětí má dvě složky. Jedna pochází z nestejnosti samotných tranzistorů, druhá pochází z rozdílnosti jejich pracovních kolektorových proudů. První složka

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_{S2} - I_{S1}}{I_{S1}} \right) \approx \frac{kT}{q} \frac{\Delta I_S}{I_S}, \quad (2.16)$$

způsobená rozdílnými nasycenými proudy I_{S1} a I_{S2} , dosahuje u diskretních tranzistorů velikosti až několika desítek milivoltů a pouze nákladným párováním může být zmenšena pod 2 mV.

Monolitické dvojici tranzistorů s relevantním rozptylem nasycených proudů $\frac{\Delta I_S}{I_S}$ od 10 % do

1 % přísluší naproti tomu bez jakéhokoliv individuálního zásahu velikost 2,5 mV až 250 μV.

Z tohoto srovnání je patrná první přednost monolitické integrované technologie ve vztahu k vstupnímu offsetu.

Druhá složka závisí podobným způsobem na poměru kolektorových proudů obou tranzistorů. Za předpokladu ideálního zesilovače A_x je

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_{C2}}{R_{C1}}, \quad (2.17)$$

a o velikosti této druhé složky rozhoduje pouze nevyváženost pracovních kolektorových rezistorů R_{C1} a R_{C2} ,

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{R_{C2}}{R_{C1}} \approx \frac{kT}{q} \frac{\Delta R_C}{R_C}. \quad (2.18)$$

Typické relativní chybě $\frac{\Delta R_C}{R_C} = 1\%$ difundovaných odporů monolitického operačního zesilovače přísluší dodatečných $250 \mu V$ vstupního zbytkového napětí.

Z uvedeného je vidět, že zmenšení dílčích složek vstupního zbytkového napětí pod řád $100 \mu V$ je prakticky nemožné. Autokompensace výrobních rozptylů mezi oběma polovinami diferenčního stupně má v této hodnotě svou prozatímní mez.

Nevyužita však zůstává ještě jedna možnost – dodatečné nulování offsetu individuálním zásahem. Nejprostším a jak se zdá i nejúčinnějším zásahem je vzájemná kompenzace obou dílčích složek offsetu, výrobní složky (2.16) a provozní složky (2.18), dosahovaná cíleným rozvážením kolektorových proudů diferenčního stupně a realizovaná cíleným rozvážením kolektorových rezistorů.

Spojení rovnic (2.15) a (2.17) dává

$$E_{OS} = \frac{kT}{q} \ln \frac{R_{C2} I_{S2}}{R_{C1} I_{S1}}. \quad (2.19)$$

Podmínka vynulovaného stavu, $E_{OS} = 0$, odtud plyne ve tvaru

$$\frac{R_{C2}}{R_{C1}} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}. \quad (2.20)$$

Jako praktické vodítko nulování není podmínka (2.20) příliš vhodná, protože poměr nasycených $\frac{I_{S1}}{I_{S2}}$ není příliš známý. Nastavení kolektorových rezistorů se proto provádí pokusně za současného sledování měnicího se vstupního zbytkového napětí $E_{OS} \rightarrow 0$, nejčastěji

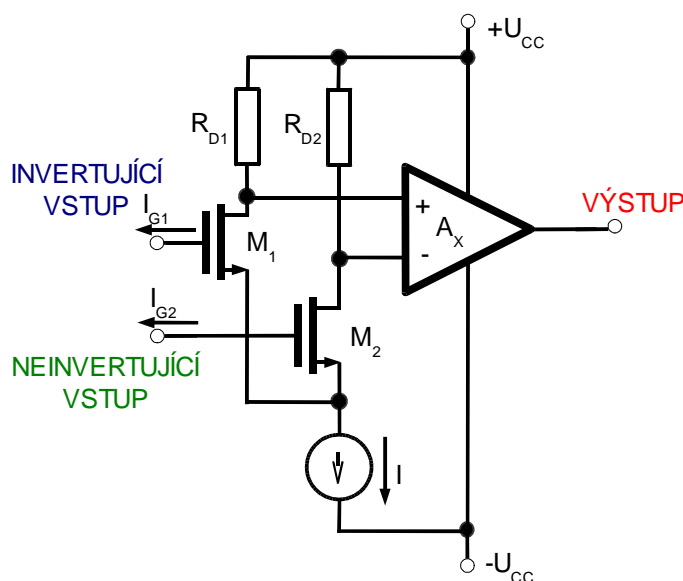
pomocí vnějšího potenciometru, nastavitelného odporu nebo jen vybraného pevného odporu. Některé integrované technologie umožňují vnitřní nulování ofsetu při výrobě, přímým a nevratným trimováním samotných rezistorů R_{C1} a R_{C2} .

Zajímavé je, že nulování vstupního zbytkového napětí není rušeno kolísáním zdroje proudu I , ať jsou příčiny tohoto kolísání jakékoliv. Je to způsobeno proudovou nezávislostí

výrazu $\frac{R_{C2} I_{S2}}{R_{C1} I_{S1}}$ a také nulovým ofsetem ideálního zesilovače A_X . Napadá nás, zda si stupeň zachová tuto výhodnou vlastnost také vzhledem k hlavnímu rušivému vlivu – teplotě.

2.2. Nulování vstupní nesymetrie v unipolární struktuře

Výsledkem zapojení unipolárního tranzistoru (tranzistoru řízeného polem) na vstup operačního zesilovače je podstatné zvětšení vstupních odporů. Dosažené zlepšení je však provázeno zhoršenou stabilitou vstupního zbytkového napětí v porovnání s bipolárním vstupním stupněm.



Obr 2.4: Unipolární diferenční vstupní stupeň

Obrázek 2.4 ukazuje částečně obnažený operační zesilovač se vstupním diferenčním stupněm složeným z unipolárních tranzistorů T_1 , T_2 , pracovních drainových rezistorů R_{D1} , R_{D2} a zdroje proudu I . Hradla obou tranzistorů tvoří invertující a neinvertující vstup výsledného operačního zesilovače, jehož ostatní zesilovací stupně jsou zastoupeny ideálním zesilovačem A_X .

Následující analýza se váže na unipolární tranzistory typu JFET (junction field – effect transistor) s kanálem n, avšak její závěry jsou přenositelné i na unipolární tranzistory typu MOSFET (metal – oxide – semiconductor field – effect transistor).

Horší výrobní reprodukovatelnost a horší provozní stabilita unipolárního tranzistoru se odrážejí i v méně přesném analytickém popisu jeho chování. Při parabolické aproximaci je statická převodní charakteristika $I_D(U_{GS})$ unipolárního tranzistoru typu JFET s kanálem n v nasyceném stavu $U_{DS} > U_{GS} - U_P$ popsána rovnicí

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \quad (2.21)$$

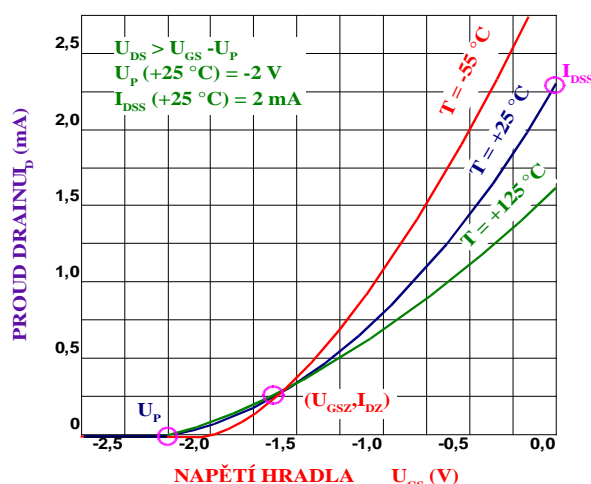
nebo

$$U_{GS} = U_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right). \quad (2.22)$$

S přihlédnutím k obr. 2.5 v rovnici značí:

I_D	proud drainu,
U_{GS}	napětí hradla (napětí mezi hradlem a source), $U_{GS} \leq 0$,
I_{DSS}	<i>nasycený proud drainu</i> při nulovém napětí hradla (při hradle spojeném se source), $U_{GS} = 0$,
U_P	prahové napětí, $U_P < 0$.

Výrobní rozptyl parametrů U_P a I_{DSS} je velký, ale korelovaný a je způsobený rozptylem obtížně ovladatelné metalurgické tloušťky kanálu h .


 Obr 2.5: Statická převodní charakteristika $I_D(U_{GS})$ unipolárního tranzistoru v nasyceném stavu

$$U_P = \Phi - Ah^2, \quad (2.23)$$

$$I_{DSS} = B \mu_n \frac{U_P^2}{h}. \quad (2.24)$$

A a B jsou kladné konstanty charakteristické pro daný technologický typ a málo ovlivněné výrobními rozptyly, Φ je konstantní potenciál hradla a kanálu a μ_n je pohyblivost elektronů v kanále.

Metalurgická tloušťka kanálu unipolárního tranzistoru má podobný určující význam jako metalurgická tloušťka báze bipolárního tranzistoru. Avšak zatímco nasycený proud I_S a proudové zesílení β bipolárního tranzistoru jsou nepřímo úměrné první mocnině tloušťky báze w , jsou nasycený proud I_{DSS} a prahové napětí U_P unipolárního tranzistoru ovlivněny rozptylem tloušťky kanálu h mnohem výrazněji.

Výrobní rozptyl h dosahuje až 100 %. Odpovídající velikost prahového napětí U_P sahá od -1 V do -3 V a velikost nasyceného proudu I_{DSS} sahá od 1 mA do 3 mA pro středně rozměrný kanál. Při současné výrobě dvou sdružených tranzistorů monolitického operačního zesilovače však vzájemné odchylky nepřekročí 10 až 1 mV prahového napětí U_P a 1 až 0,1 % nasyceného proudu I_{DSS} , jak odpovídá vzájemnému rozptylu tloušťky kanálu h od 0,3 do 0,33 %. Další úvahy se vztahují jen k takové monolitické dvojici.

$$\text{Strmost} \quad g_M = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \quad \text{při pracovním proudu drainu } I_D \text{ je}$$

$$g_M = \frac{2 I_{DSS}}{-U_P} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}. \quad (2.25)$$

Proudově normovaná strmost $\gamma_M = \frac{g_M}{I_D}$,

$$\gamma_M = \frac{2}{-U_P} \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_D}} = \frac{2}{U_{GS} - U_P}, \quad (2.26)$$

nemá pevnou hodnotu jako u bipolárního tranzistoru, nýbrž roste se zavíráním kanálu, $I_D \rightarrow 0$. Je však zajímavé, že v jistém optimálním pracovním bodě vyšetřeném dále nabývá proudově normovaná strmost unipolárního tranzistoru jisté jmenovité hodnoty

$$\gamma_{MZ} = \frac{2}{-\frac{2T}{m} \frac{d\Phi}{dT}} \approx \frac{1}{330 \text{ mV}} \approx 3 \text{ V}^{-1}, \quad (2.27)$$

která se opět málo liší mezi tranzistory určitého technologického typu a která je dokonce prakticky stejná u všech unipolárních tranzistorů. Touto vlastností se unipolární tranzistor blíží bipolárnímu tranzistoru. Zůstává však velký rozdíl kvantitativní: Proudově normovaná strmost unipolárního tranzistoru γ_{MZ} v tomto optimálním pracovním bodě je více než o jeden dekadický řád menší než proudově normovaná strmost bipolárního tranzistoru $\gamma_M = 40 \text{ V}^{-1}$ podle rovnice (2.12). V dalším se ukáže, jaký nepříznivý důsledek má tato skutečnost pro stabilitu vstupního zbytkového napětí unipolárního operačního zesilovače.

Převrácená strmost je rovna diferenciálnímu odporu source $r_s = \frac{\partial U_{GS}}{\partial I_D}$,

$$r_s = \frac{-U_P}{2 I_{DSS}} \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_D}} = \frac{1}{g_M}. \quad (2.28)$$

V optimálním pracovním bodě je

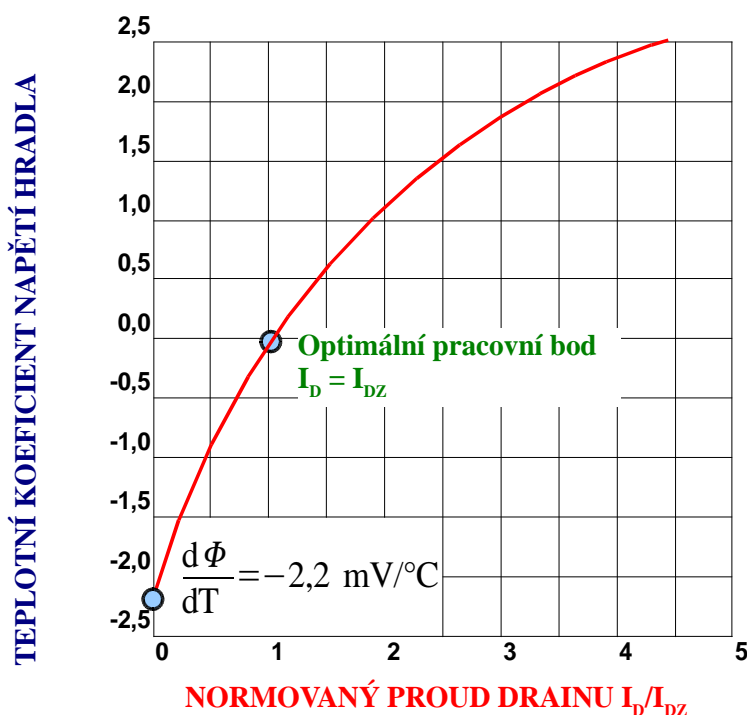
$$r_{SZ} \approx \frac{-\frac{2T}{m} \frac{d\Phi}{dT}}{2 I_{DZ}} \approx \frac{330 \text{ mV}}{I_{DZ}}, \quad (2.29)$$

$r_{SZ} \approx 1,65 \text{ k}\Omega$ pro $I_{DZ} = 200 \text{ }\mu\text{A}$.

Teplotní koeficient napětí hradla $\frac{\partial U_{GS}}{\partial T}$ při konstantním proudu drainu $I_D = \text{const}$ je způsoben dvěma teplotními závislostmi: teplotním poklesem kontaktního potenciálu Φ , který má za

následek absolutní teplotní růst prahového napětí U_P podle rovnice (2.23) a teplotním poklesem pohyblivosti elektronů v kanále μ_n , který má za následek teplotní pokles nasyceného proudu I_{DSS} podle rovnice (2.24). Obě závislosti jsou ve svém účinku protichůdné a při určitém (optimálním) nastavení proudu drainu se mohou rušit. Podle rovnice (2.21) a (2.22) a při uvážení teplotní nezávislosti konstanty A je

$$\frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = \frac{d\Phi}{dT} + \sqrt{I_D} \times \frac{d}{dT} \left(\frac{-U_P}{\sqrt{I_{DSS}}} \right). \quad (2.30)$$



Obr 2.6: Proudová závislost teplotního koeficientu napětí hradla podle rovnice (2.32)

Optimální proud drainu I_{DZ} , který přísluší autokompenzovanému stavu $\frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = 0$, je vázán podmínkou

$$\frac{d\Phi}{dT} + \sqrt{I_{DZ}} \times \frac{d}{dT} \left(\frac{-U_P}{\sqrt{I_{DSS}}} \right) = 0. \quad (2.31)$$

Její zpětné dosazení dává v přehlednějším tvaru základní proudovou závislost teplotního koeficientu napětí hradla

$$\frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = -\frac{d\Phi}{dT} + \left(\sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}} - 1 \right). \quad (2.32)$$

Při malém proudu drainu, $I_D < I_{DZ}$, převažuje teplotní pokles konstantního potenciálu $\frac{d\Phi}{dT} < 0$, a výsledný teplotní koeficient $\frac{\partial U_{GS}}{\partial T}$ je záporný. Při velkém proudu drainu, $I_D > I_{DZ}$, převládá teplotní pokles pohyblivosti elektronů v kanále, který je kompenzován nárůstem napětí hradla; výsledkem je kladný teplotní koeficient $\frac{\partial U_{GS}}{\partial T}$ (obr. 2.6).

Zdůrazňujeme, že dosud nebylo třeba činit žádného předpokladu o konkrétním teplotním průběhu pohyblivosti μ_n , skryté ve výrazu $\frac{-U_D}{\sqrt{I_{DSS}}}$, a že tedy základní vztah (2.32) platí obecně. Konkrétní tvar teplotní závislosti $\mu_n(T)$ ovlivní jen velikost optimálního proudu drainu I_{DZ} podle rov. (2.31).

Podmínka (2.31) a tedy i optimální proud drainu I_{DZ} , jsou obecně teplotně závislé. To jinak řečeno znamená, že nastavením proudu drainu lze dosáhnout jen diferenční (tečnové) kompenzace při jedné teplotě, zatímco v ostatních bodech teplotního rozsahu zůstává nevykompenzovaný zbytek.

Teplotní koeficient konstantního potenciálu $\frac{d\Phi}{dT}$ je způsoben stejnou hlavní příčinou jako teplotní koeficient emitorového napětí bipolárního tranzistoru – teplotní změnou intrinsické koncentrace nosičů. Při obvyklých koncentracích příměsí je

$$\frac{d\Phi}{dT} = -2,2 \text{ mV/}^\circ\text{C}. \quad (2.33)$$

Pro stanovení velikosti optimálního proudu drainu I_{DZ} aproximujeme teplotní pokles pohyblivosti elektronů v kanále hyperbolu

$$\mu_n \sim T^{-m}, \quad (2.34)$$

s exponentem m blízkým 2 při běžných koncentracích příměsí. Podle rov. (2.24) je potom

$$\frac{-U_P}{\sqrt{I_{DSS}}} = CT^{m/2}. \quad (2.35)$$

C je teplotně nezávislá konstanta.

Dosazením do rov. (2.31) a (2.21) se najdou hledané souřadnice optimálního pracovního bodu ve tvaru

$$I_{DZ} = I_{DSS} \left(\frac{\frac{2T}{m} \frac{d\Phi}{dT}}{U_P} \right)^2, \quad (2.36)$$

$$U_{GSZ} = U_P - \frac{2T}{m} \frac{d\Phi}{dT}. \quad (2.37)$$

Pro $m = 2$ za pokojové teploty $T = 300 \text{ K}$ je

$$\frac{2T}{m} \frac{d\Phi}{dT} = -660 \text{ mV}, \quad (2.38)$$

takže

$$I_{DZ} = I_{DSS} \left(\frac{0,66 \text{ V}}{-U_P} \right)^2, \quad (2.39)$$

$$U_{GSZ} = U_P + 0,66 \text{ V}. \quad (2.40)$$

Optimální napětí hradla U_{GSZ} leží prakticky u všech unipolárních tranzistorů v konstantním odstupu asi 0,66 V nad prahovým napětím U_P . *Optimální proud drainu* I_{DZ} je však postižen výrobním rozptylem nepřímo úměrným rozptylu tloušťky kanálu. Vzájemný rozptyl optimálních proudů monolitické dvojice je možné očekávat v mezích 1 až 0,1 %.

Jmenovitá hodnota optimálního proudu drainu komerčně dostupných monolitických dvojic se pohybuje od 30 μA u elektrometrických typů do 5 mA u vysokofrekvenčních typů a její standardní velikost je 200 μA u univerzálních typů.

S použitím optimálního proudu drainu I_{DZ} je možné psát převodní charakteristiku unipolárního tranzistoru (2.21) také ve tvaru

$$U_{GS} = U_P - \frac{2T}{m} \frac{d\Phi}{dT} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}} = U_P + 0,66 \text{ V} \times \sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}}. \quad (2.41)$$

a proudově normovanou strmost (2.26) ve tvaru

$$y_M = \frac{2}{-\frac{2T}{m} \frac{d\Phi}{dT} T} \sqrt{\frac{I_{DZ}}{I_D}} = \frac{1}{330 \text{ mV}} \times \sqrt{\frac{I_{DZ}}{I_D}}. \quad (2.42)$$

Proudová závislost teplotního koeficientu $\frac{\partial U_{GS}}{\partial T}$ podle rov. (2.32) se vyjadřuje dvojím způsobem: Změnou teplotního koeficientu, která přísluší změně proudu drainu

- o 1 %
- o takovou hodnotu, která vyvolá změnu napětí hradla o 1 mV.

Podle rov. (2.32) a (2.41) se teplotní koeficient zvětší o

$$\delta \frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = -\frac{1}{2} \frac{d\Phi}{dT} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}} \frac{\delta I_D}{I_D} = 11 \mu V/^{\circ}C, \quad (2.43)$$

na 1 % poměrného vzrůstu proudu drainu $\frac{\partial I_D}{I_D}$ v okolí optimálního proudu $I_D = I_{DZ}$, resp o

$$\delta \frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = \frac{m}{2} \frac{\delta U_{GS}}{T} = 3,3 \mu V/^{\circ}C. \quad (2.44)$$

Na 1 mV vzrůstu napětí hradla δU_{GS} za pokojové teploty $T = 300$ K při $m = 2$.

$$\delta \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = \frac{k}{q} \frac{\delta I_C}{I_C} = 0,86 \mu V/^{\circ}C, \quad (2.45)$$

$$\delta \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} = \frac{\delta U_{BE}}{T} = 3,3 \mu V/^{\circ}C. \quad (2.46)$$

Za zmínku stojí více než řádový rozdíl unipolárního a bipolárního tranzistoru v ukazatelích (2.43) a (2.45) na jedné straně a těsná shoda v ukazatelích (2.44) a (2.46) na druhé straně.

Možností teplotní autokompensace se unipolární tranzistor výhodně liší od bipolárního tranzistoru. Při zapojení dvou tranzistorů do diferenčního stupně však toto hledisko ztrácí na významu a rozhodujícím ukazatelem se stává stabilita rozdílového napětí hradel. V tomto směru je unipolární tranzistor podstatně horší. Vedle malé proudově normované strmosti podle rov. (2.42) je velká proudová citlivost teplotního koeficientu podle rov. (2.43) druhou hlavní příčinou špatné vstupní napěťové stability unipolárního operačního zesilovače.

S touto přípravou je vstupní zbytkové napětí $E_{OS} = U_{GS1} - U_{GS2}$ unipolárního operačního zesilovače dáno vztahem

$$E_{OS} = \Delta U_P + \frac{2}{\gamma_{M1}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D2} I_{DZ1}}{I_{D1} I_{DZ2}}} \right). \quad (2.47)$$

A jeho teplotní drift je dán výrazem

$$\frac{d E_{OS}}{dT} = \Delta U_P + \frac{2}{\gamma_{M1}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D2} I_{DZ1}}{I_{D1} I_{DZ2}}} \right), \quad (2.48)$$

resp.

$$\frac{d E_{OS}}{dT} = \frac{m}{2} \frac{E_{OS}}{T} - \frac{m}{2} \frac{\Delta U_P}{T} + \frac{1}{\gamma_{M1}} \frac{d I_{D1}}{I_{D1} dT} - \frac{1}{\gamma_{M2}} \frac{d I_{D2}}{I_{D2} dT}. \quad (2.49)$$

Při označení $\Delta U_P = U_{P1} - U_{P2}$. Indexy 1 a 2 vyznačují příslušnost tranzistorům T_1 a T_2 . Ve

výrazech se pro zjednodušení předpokládají u obou tranzistorů stejné velikosti m a $\frac{d\Phi}{dT}$ a stejná teplota T .

Velikost vstupního zbytkového napětí a jeho teplotního driftu je opět určena shodou samotných tranzistorů a shodou a stabilitou jejich pracovních proudů. Na rozdíl od bipolárního diferenčního stupně však nejsou tyto vlivy v rovnicích (2.47) až (2.49) jednoduše separovatelné. Pro přehlednost uvedeme jednotlivé funkční charakteristiky unipolárního operačního zesilovače jejich postupným porovnáním s odpovídajícími charakteristikami bipolárního operačního zesilovače.

Dva důležité ukazatele, proudově normovaná strmost a proudová citlivost teplotního koeficientu podle rov. (2.42) a (2.43), závisí na volbě pracovního proudu drainu. Činnost při ochuzení proudu $I_D < I_{DZ}$ přináší zvětšení normované strmosti a zmenšení proudové citlivosti teplotního koeficientu na úkor dynamických vlastností a naopak. Podle určení operačního zesilovače se proto volí také velikost pracovních proudů drainu vstupního stupně: pod optimální $I_D < I_{DZ}$ nebo zhruba optimální $I_D = I_{DZ}$ u univerzálních a přesných zesilovačů a nad optimálních $I_D > I_{DZ}$ u rychlých zesilovačů. Pro porovnání s bipolárním operačním zesilovačem jsou další úvahy vztaženy k volbě právě optimální, [13].

2.2.1. Vstupní zbytkové napětí unipolárního zesilovače

Hlavní složka vstupního zbytkového napětí unipolárního operačního zesilovače je způsobena výrobním rozptylem prahového napětí,

$$\Delta U_P = U_{P1} - U_{P2}. \quad (2.50)$$

Tato složka leží v rozsahu 10 až 1 mV a převyšuje alespoň o jeden dekadický řád typické vstupní zbytkové napětí bipolárního operačního zesilovače.

Druhá složka,

$$\frac{1}{\gamma_M} \frac{\Delta I_{DZ}}{I_{DZ}}, \quad (2.51)$$

způsobená výrobním rozptylem optimálního proudu drainu $\frac{\Delta I_{DZ}}{I_{DZ}}$, je obdobou složky

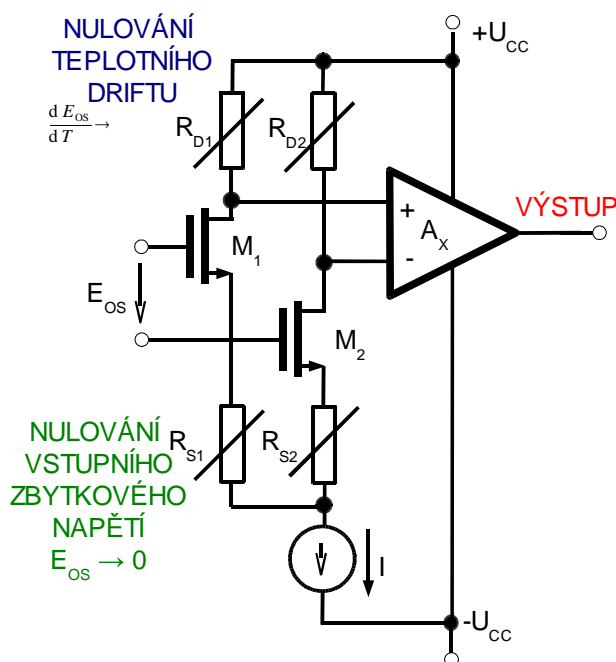
$\frac{1}{\gamma_M} \frac{\Delta I_S}{I_S}$ podle rovnice (2.16). V okolí $I_D = I_{DZ}$ dosahuje velikosti 1 mV až 100 μ V.

Třetí složka,

$$\frac{1}{\gamma_M} \frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{1}{\gamma_M} \frac{\Delta R_D}{R_D}, \quad (2.52)$$

způsobená rozdílem pracovních proudů drainu $\frac{\Delta I_D}{I_D}$ a vyvolána nestejností pracovních

rezistorů $\frac{\Delta R_D}{R_D}$, je obdobou složky $\frac{1}{\gamma_M} \frac{\Delta R_C}{R_C}$ podle rovnice (2.18). Jejich relativní chybě 1 až 0,1 % přísluší dodatečné 3 mV až 300 μ V. Malá proudově normovaná strmost unipolárního tranzistoru vyžaduje použití přesných a stabilních pracovních rezistorů. Pro udržení vstupních fluktuací v mezích 10 μ V by měla být relativní nestabilita těchto rezistorů menší než 0,003 %.



Obr 2.7: Schéma pro nulování teplotního driftu a vstupní symetrie

Vzájemné anulování všech tří složek vstupního zbytkového napětí rozvážením pracovních proudů drainu je sice opět možné, ale nepoužívá se, protože není korelováno s anulováním teplotního driftu. Nulování offsetu, $E_{OS} = 0$, vyvolá naopak značný teplotní drift

$$\frac{d E_{OS}}{d T} = -\frac{m}{2} \frac{\Delta U_P}{T}. \quad (2.53)$$

Podle rovnice (2.49), který dosahuje velikosti 3 až 30 μ V/°C.

Tato nevýhodná vlastnost, kterou se unipolární diferenční stupeň zásadně liší od

bipolárního diferenčního stupně, je projevem nemožnosti současného vynulování offsetu a teplotního driftu nastavením o jednom stupni volnosti. Bipolární diferenční stupeň se z tohoto pohledu jeví spíše jako výjimečný.

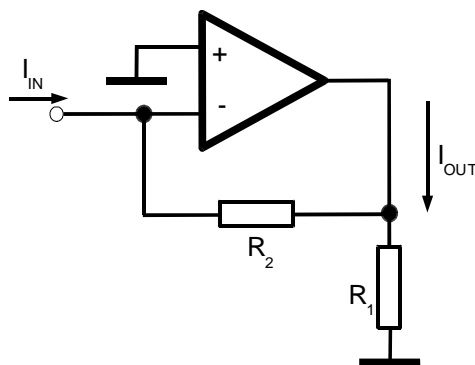
Vstupní zbytkové napětí unipolárního operačního zesilovače se nuluje sériovým způsobem. Používají se k tomu vybrané nebo adjustované malé sériové rezistory R_{S1} a R_{S2} zapojení podle obr. 2.7, které dávají potřebný druhý stupeň volnosti, [13].

2.3. Základní zpětnovazební sítě proudového operačního zesilovače

Zapojení proudového operačního zesilovače je založeno především na samotném operačním zesilovači, ale také především na volbě zpětnovazební sítě, která nám pomocí rezistorů určuje velikost zesílení jednotlivých zapojení.

2.3.1. Invertující proudový operační zesilovač

Základním zapojením proudového operačního zesilovače je samotný operační zesilovač zapojený dle obrázku 2.8. Na něm je vidět, že vstup je přiváděn na invertující vstup operačního zesilovače a z výstupu je vedena zpětná vazba přes rezistor R_2 .



Obr 2.8: Schéma invertujícího proudového operačního zesilovače

Proudové zesílení je znázorněno velice jednoduše, pokud máme ideální operační zesilovač. Vztah můžeme napsat:

$$I_{OUT} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot I_{IN}. \quad (2.54)$$

Pokud je zisk konečný, pak platí rovnice:

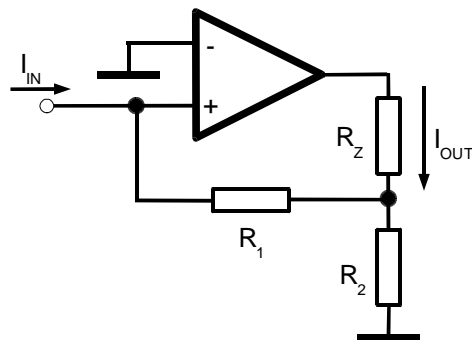
$$I_{\text{OUT}} = -\left(\frac{A(R_1 + R_2) - R_1}{A \cdot R_1 - R_1}\right) \cdot I_{\text{IN}}. \quad (2.55)$$

Pokud uvažujeme zesilovač s vysokým ziskem můžeme použít rovnici (2.54). Rovnice (2.55) potvrzuje to, že napěťový zesilovač s proudovou zpětnou vazbou nepředstavuje zisk šířky pásma, protože proudový zisk není závislý na operačním zesilovači. Mimochodem musíme uvažovat skutečnost, že rostoucí frekvence způsobí, že zisk napěťového operačního zesilovače směřuje k jedničce, to způsobí silné zvýšení proudového zisku. (pro zesílení $K = 1$ míří k teoretickému nekonečnu).

Nicméně, hlavním problémem tohoto řešení je související impedance. Ze zpětnovazební teorie je jasné, že zpětná vazba je použita v proudovém zesilovači ke snížení vstupní impedance a zvyšuje výstupní impedanci ze zcela stejné ziskové smyčky. Pokud je výstupní odpor $1 \text{ M}\Omega$, je toto žádaný stav. Začíná na několika málo ohmech z výstupní impedance z běžného operačního zesilovače a potřebujeme smyčkové zesílení od 100 do 120 dB, [8].

2.3.2. *Neinvertující proudový operační zesilovač*

Tento typ zapojení proudového operačního zesilovače vychází z předcházejícího zapojení s tím rozdílem, že je zde použit zátěžový rezistor R_Z , který způsobí, že na výstupu zapojení je jen zesílený signál. Tento signál je zesílen podle rovnice (2.56) a závisí pouze na velikosti odporu R_1 a R_2 .



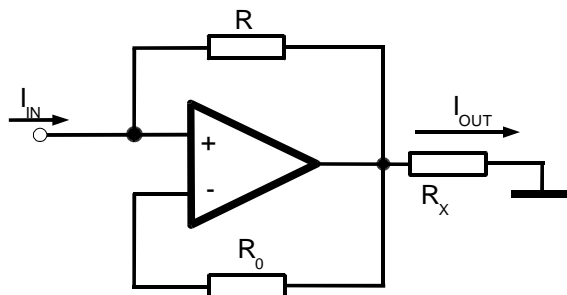
Obr 2.9: Schéma zapojení neinvertujícího COA

$$I_{OUT} = \frac{R_1}{R_2} \cdot I_{IN} \quad (2.56)$$

Analýza provedená v simulačním programu MicroCap 9.0 a Snap ukázala jak toto zapojení zpětnovazební sítě pracuje s obecným operačním zesilovačem. Je vidět, že na neinvertující vstup je přiváděn vstupní proud, ten je zesílen operačním zesilovačem a poměr odporů R_1 a R_2 pak vyjádří velikost zesílení zapojení. Ideální vstupní odpor tohoto typu zapojení směřuje k nule a výstupní odpor směřuje k nekonečnu.

2.3.3. Zjednodušený invertující proudový zesilovač

Toto zapojení zpětnovazební sítě proudového operačního zesilovače je založeno na zpětné vazbě, která je vedena od vstupu zesilovače k jeho výstupu, kde je připojen zátěžový odpor a v této zpětné vazbě je rezistor, který definuje jaké zesílení bude daný operační zesilovač mít. Ve zpětné vazbě na invertujícím vstupu operačního zesilovače je připojen odpor R_o , který má velikost $1 \, \Omega$ a to proto, aby se nám v rovnici pro výstupní proud pokrátily velikosti odporů a můžeme tak počítat ze samotným zesílením obvodu. Tím, že je velikost odporu R např. $1 \, k\Omega$, tak zesílení tohoto zesilovače je dáno poměrem $1 \, k\Omega$ ku $1 \, \Omega$, což nám dává tisícinásobné zesílení. To že je tento proudový zesilovač invertující způsobuje zpětná vazba přivedena na vstup z invertujícího vstupu zesilovače.



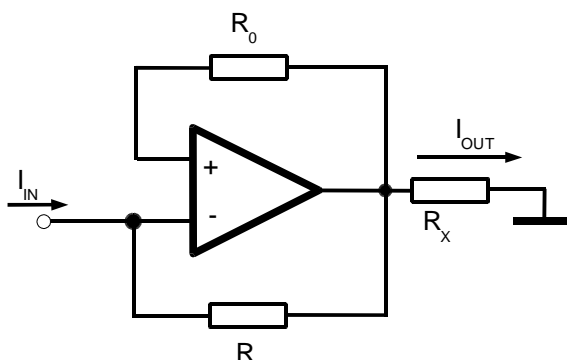
Obr 2.10: Schéma zapojení zjednodušeného invertujícího COA

$$I_{OUT} = -\frac{R}{R_0} \cdot I_{IN} \quad (2.57)$$

Odpor R_X slouží v tomto obvodu jako zátěž a jeho velikost není důležitá pro samotný výsledek tohoto zapojení. Velikost odporu R_0 je v tomto případě rovna 1Ω a to proto aby se zabránilo matematickým a elektrickým nesmyslům v porušení Ohmova zákona.

2.3.4. Zjednodušený neinvertující proudový zesilovač

Toto zapojení vychází z předešlé modifikace a zpětnovazební síť je uzpůsobena tomu, aby se výstupní proud neinvertoval a byl jen zesílený pomocí operačního zesilovače.



Obr 2.11: Schéma zapojení zjednodušeného neinvertujícího COA

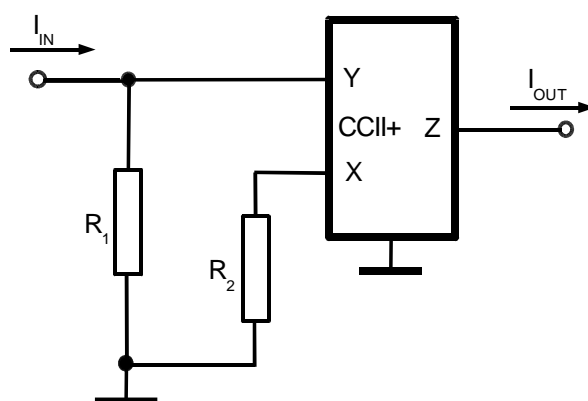
$$I_{OUT} = \frac{R}{R_0} \cdot I_{IN} \quad (2.58)$$

Toto zapojení je téměř identické s invertujícím zapojením s tím rozdílem, že máme prohozeny invertující a neinvertující vstupy operačního zesilovače a to nám způsobí

inverzní funkci celkového zapojení. Výhodou tohoto zapojení je především to, že velikost zesílení je dána jen velikostí jednoho rezistoru R a ostatní rezistory v obvodu R_0 a R_X jsou jen neměnné rezistory celé zpětnovazební sítě a slouží jen jako zátěž a konstanta, která umožní využití Ohmova zákona.

2.3.5. Proudový zesilovač s proudovým konvejorem

Toto zapojení nevyužívá klasického operačního zesilovače, ale součástku proudový konvektor, který se začíná více prosazovat pro své výhodné elektrické vlastnosti. Odpor R_2 , který je použit pro nastavení požadovaného proudového zisku, je zatížen rezistancí. Rozdílné provedení proudového zesilovače může být sestaveno užitím proudového konvektoru druhé generace CCII (obr. 2.12.)



Obr 2.12: Schéma proudového zesilovače s proudovým konvejorem

V tomto schématu je pouze jeden proudový konvektor, který je potřebný, protože nemá výstupní napěťový zásobník pro požadovanou činnost. Nejprve je vstupní proud převedený na vstupní napětí aplikované na vstupu Y. Vstup X získá napětí z této výkonové cesty, přes rezistor R_2 , proud, který prochází vysokou impedancí z výstupu Z je definován

$$I_{OUT} = I_Z = I_X = \frac{U_X}{R_2} = \frac{U_Y}{R_2} = R_1 \cdot \frac{I_{IN}}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} \cdot I_{IN}. \quad (2.59)$$

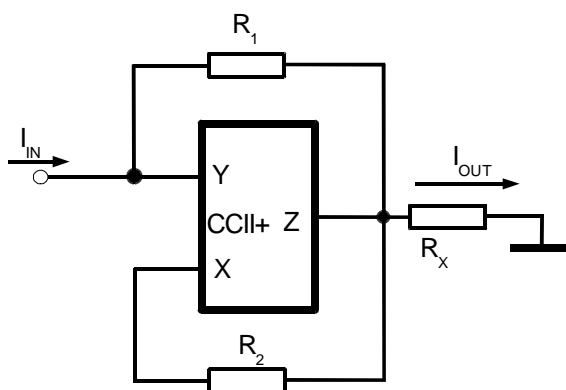
Dále reálný proudový konvektor obsahuje členy α a β , které představují chybový člen a výstupní proud můžeme popsat následovně

$$I_{OUT} = I_Z = \beta I_X = \beta \frac{U_X}{R_2} = \alpha \beta \frac{U_Y}{R_2} = \alpha \beta \frac{R_1}{R_2} \cdot I_{IN}. \quad (2.60)$$

Impedanční problémy v následujícím řešení operačního zesilovače jsou překonány, protože vstupní impedance je prakticky rovna R_1 , zatímco výstupní impedance je rovna velikosti výstupní impedance proudového konveju, přesto nesouvisí s nastavenou velikostí proudového zisku. Dodávám, že proud získaný proudovými konvejory může být také použitý jako stavební blok možného součtového proudového zisku, [8].

2.3.6. *Invertující proudový zesilovač s proudovým konvejorem CCII+*

Tento typ zapojení vychází z předcházejících typů a zpětnovazební síť je naprosto shodná ze zjednodušeným proudovým operačním zesilovačem akorát s tím rozdílem, že místo klasického OZ je zde použit proudový konveju, který svými elektrickými vlastnostmi pomalu začíná nahrazovat po léta zažitý operační zesilovač.



Obr 2.13: *Invertující proudový zesilovač s CCII+*

U tohoto zapojení je na vstup Y přiveden vstupní proud a zároveň je na rezistor R_1 , který je svým druhým vývodem připojen na výstup konveju Z. Podobně je zapojen rezistor R_2 , akorát, že z vývodu X. Semisymbolickou analýzou provedenou v programu Snap 3.0 jsem zjistil velikost zesílení danou poměrem rezistorů R_1 a R_2 uvedenou v rovnici (2.61).

$$K_1 = \frac{-R_2 - 2R_1}{R_2} \quad (2.61)$$

Z rovnice je vidět, že pokud bude velikost rezistoru R_2 mnohem větší než hodnota rezistoru R_1 , tak zesílení bude blízké jedné, pokud bude poměr opačný, tak bude zesílení tohoto obvodu v řádu desítek či stovek.

2.4. *Blokové schéma proudového operačního zesilovače.*

Základem každého proudového operačního zesilovače je nyní popsaná struktura využívající výše popsané bloky.

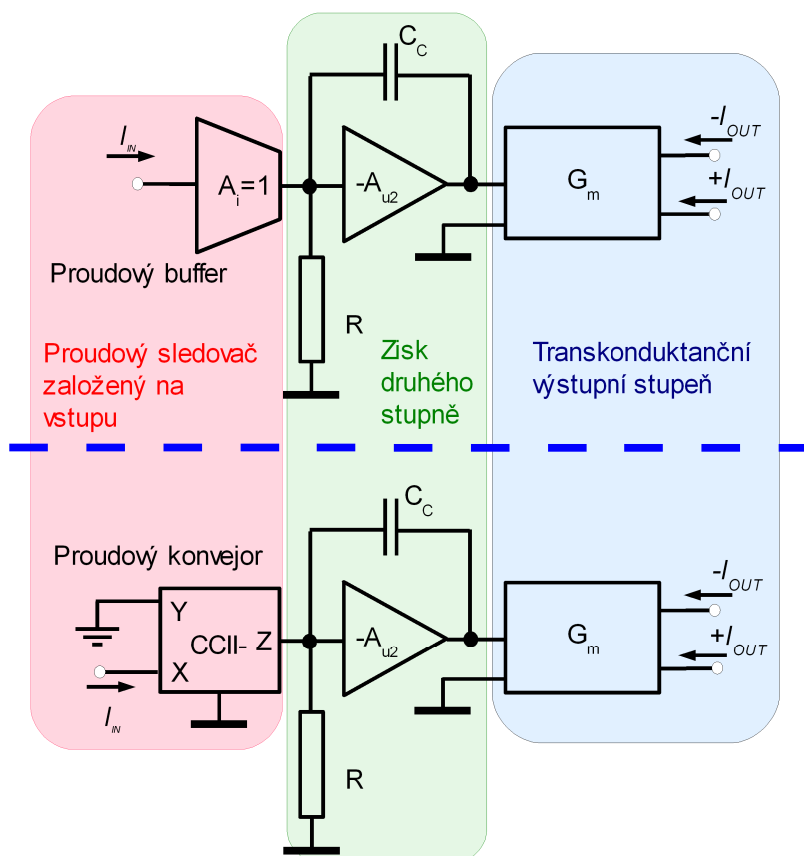
Výstupní napětí je snímáno napětřovým operačním zesilovačem, které je otáčeno v proudovém bufferu. Proudový buffer může být realizován užitím proudového konvejeoru druhé generace CCII- s uzemněným Y-novým vstupem. Rozdílné stupně mohou být vyrovnány v diferenčním transkonduktančním výstupním stupni. Druhý ziskový stupeň může zůstat shodný pro oba typy. Proudový zisk a šířka pásma tohoto obvodu jsou naprosto shodné s napětřovým ziskem a šířkou pásma pro napětřový operační zesilovač

$$A_i = A_{v2} \cdot G_m \cdot r_{eq}, \quad (2.62)$$

$$\omega_o = \frac{1}{r_{eq} \cdot A_{v2} \cdot C_c}. \quad (2.63)$$

Kde r_{ef} a C_c jsou ekvivalenty rezistance výstupu Z proudového konvejeoru. Všimneme si druhého stupně užitého pro zvětšení zisku. Je nezbytný pro implementaci v proudovém zesilovači. Vstupní proud může být také pokládán jako transrezistentní zesilovač. Ve skutečnosti akceptuje nízký vstupní proud a převede jej na vysoké výstupní napětí.

Je nezvyklé, že první návrhy vysokoproudových zesilovačů přijaly rozdílné vstupní zařízení. Ale ukázalo se, že tato podmínka je zbytečná, jako vstupní bloky jsou užity proudový buffer nebo proudový konvejeor. Ve většině případů je použitý proudový konvejeor druhé generace, [3].



Obr 2.14: Vnitřní architektura proudového operačního zesilovače (horní v proudovém buffrem, dolní v proudovém konvektoru)

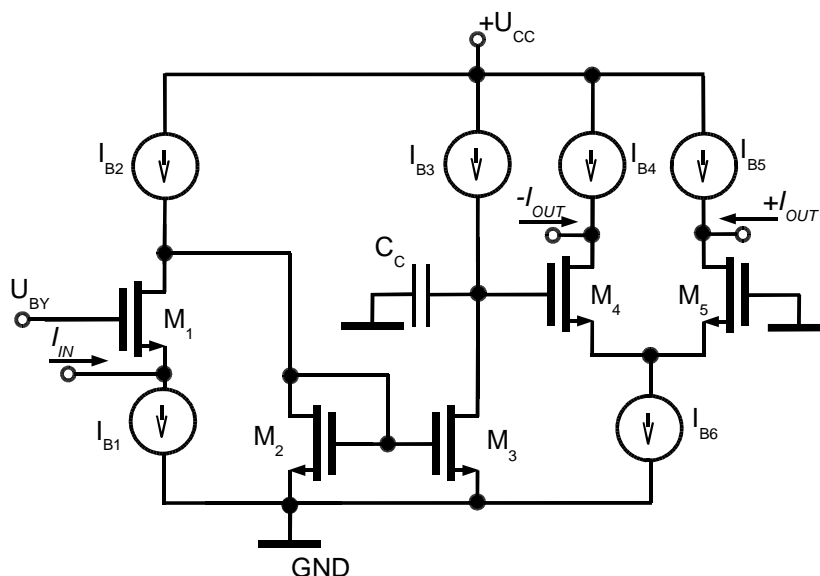
2.5. Nízkozátěžové proudové zesilovače

Tyto zesilovače využívají aplikace čipové architektury, kde jsou rezistance přesně kontrolovány návrhářem. Proto není požadovaný výstupní proud vyšší než klidový proud výstupních větví.

Jak si ukážeme tak tyto třídy zesilovačů jsou potenciálně silnější za podmínek nízkého napětí a velmi rychlé kapacity. Tyto zesilovače nemají speciální názvy a proto je pojmenuji velice jednoduše první, druhé a třetí zapojení.

2.5.1. První zapojení proudového zesilovače.

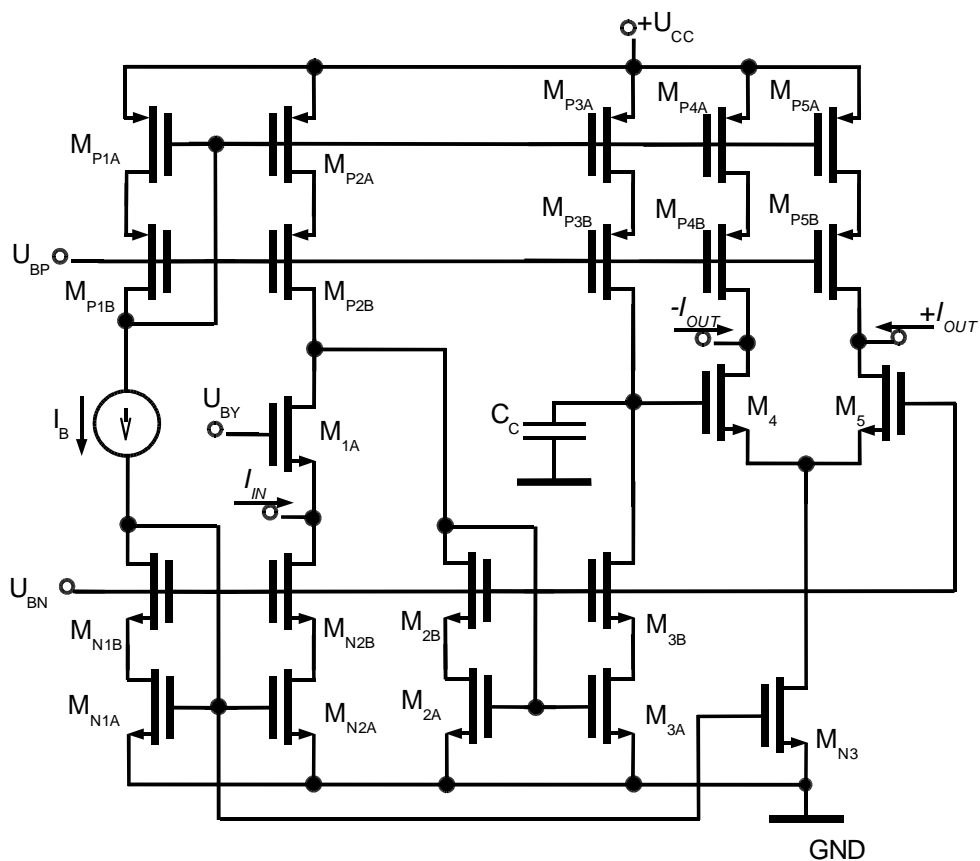
Toto zapojení bylo navrženo Brunnem a je založeno na fungování nízkého napětí a řízeného rozptylu. Obvod je velmi jednoduchý, na začátku je tranzistor (reprezentuje vstupní proudový sledovač), dále následuje proudové zrcadlo a spřažené zdroje (vložené na výstupu obvodu) jak ukazuje obrázek 2.15. V tomto uspořádání obvod pouze vyžaduje napětí mezi gate a source unipolárního tranzistoru plus napětí mezi drain a source, kde je saturační napětí pro řízení tranzistoru. Podmínkou jednoduchého proudového zrcadla je užití generátoru I_{bias} . Napájecí napětí 1,2 V je povoleno pouze u CMOS architektury pouze pokud je prahové napětí 0,9 V. Ale pro dosažení vysoké otevřené ziskové smyčky musí být užito kaskodové proudové zrcadlo, které je znázorněno v detailním schéma na obr. 2.16., tato volba vyžaduje vyšší napětí bias a napájecí napětí 1,5 V, [3].



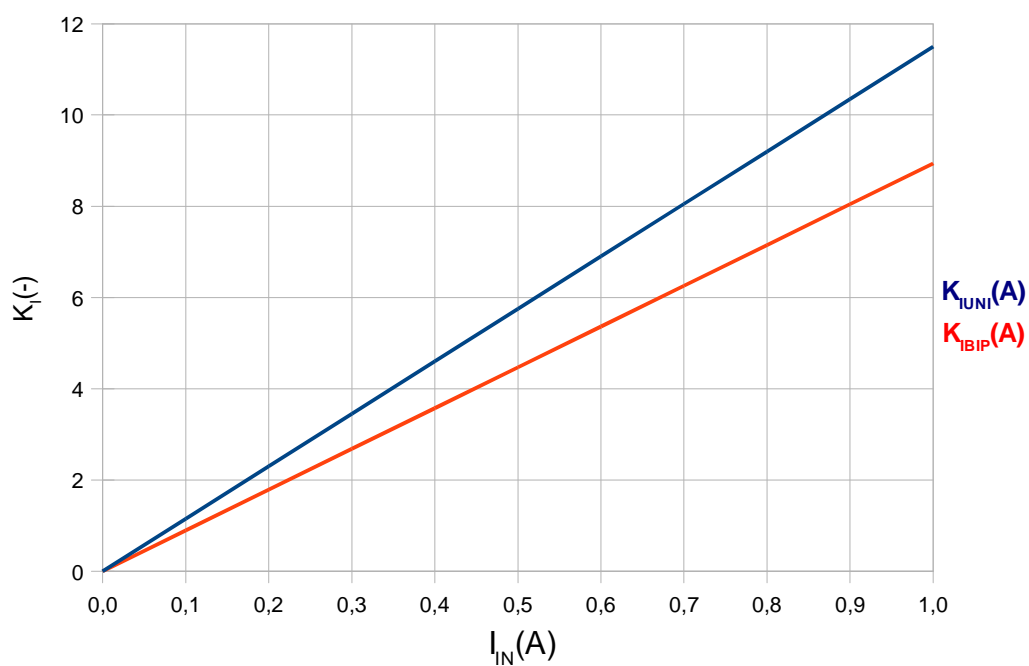
Obr 2.15: Zjednodušené schéma základního proudového operačního zesilovače

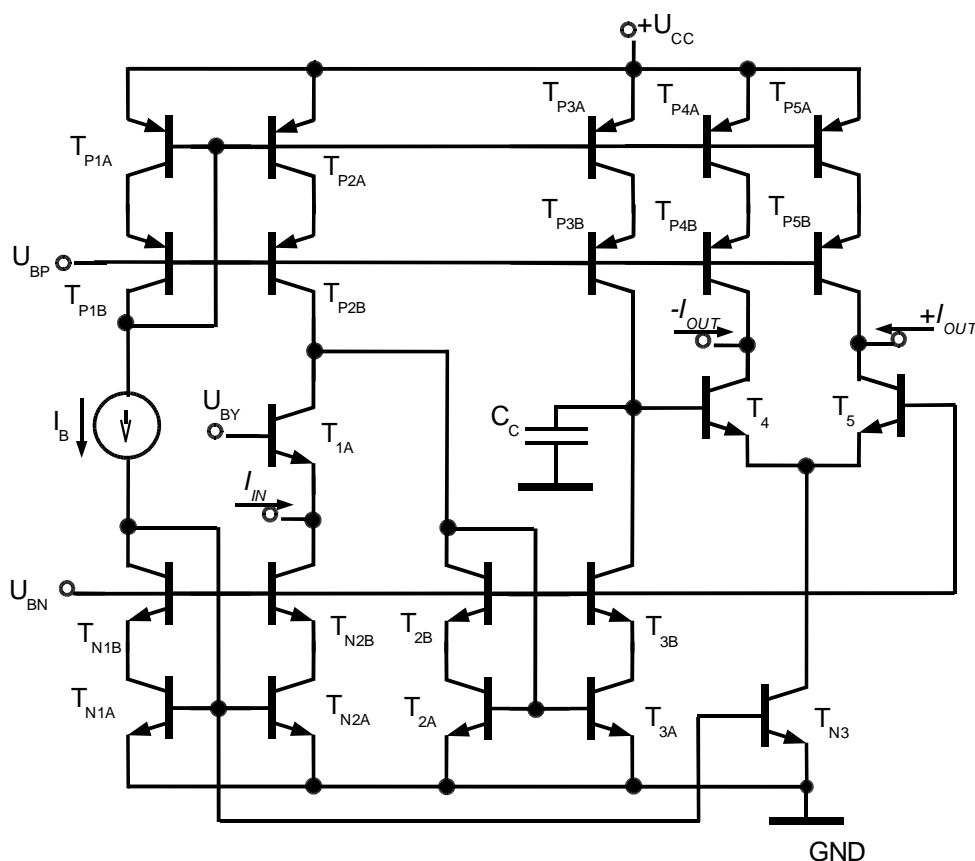
Obvod je vyroben v 2 μm technologii. Všechny tranzistory mají minimální délku kanálu a zátěžový koeficient je pro všechny N-tranzistory roven 10. Pro tranzistory v technologii PMOS je tento zátěžový koeficient roven 30, kromě M_{P2} , který má 60 a M_{P4} a M_{P5} , které mají zátěžový koeficient roven 15. I_{bias} je 5 μA a C_C je kompenzační kondenzátor, který spolu s rezistorem r_Z určují hlavní pól obvodu.

Samozřejmě použitý proudový konvektor druhé generace na vstupu obvodu otáčí část výkonu a je nezbytný pro zachování nízké napěťové kapacity, [3].



Obr 2.16: Detailní schéma prvního proudového operačního zesilovače v unipolární struktuře

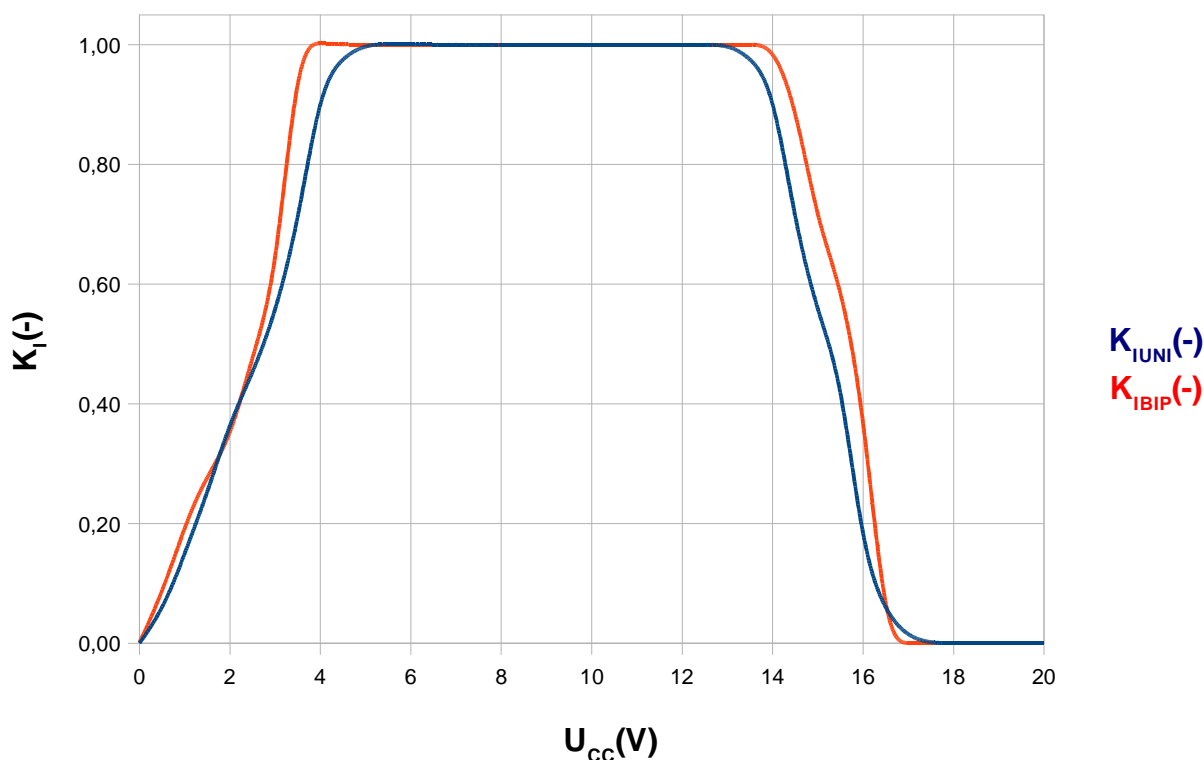




Obr 2.18: Detailní schéma prvního operačního zesilovače v bipolární struktuře

Toto je první zapojení struktury proudového operačního zesilovače jak v unipolární tak v bipolární struktuře. Pro unipolární i bipolární strukturu byly pro simulaci vybrány tranzistory z knihoven programu MicroCap 9.0 Evaluation version, která je oproti plné verzi omezena počtem součástek v obvodu. Zapojení bylo provedeno jak v unipolární (obr.2.16) tak i bipolární (obr. 2.18) struktuře použitých tranzistorů. Tato zapojení prošla jednoduchou DC analýzou v zapojení pro neinvertující proudový operační zesilovač (obr. 2.9). V tomto zapojení byly vybrány velikosti odporů $R_1 = 10 \Omega$ a $R_2 = 100 \Omega$, tím bylo získáno desetinásobného zesílení dle vztahu (2.56). Pro jednotlivé struktury se pak implementovalo zapojení z obr. 2.9. Výsledkem analýzy byly průběhy znázorněné v obr. 2.17, kde je vidět rozdíly v proudovém přenosu mezi jednotlivými strukturami. Obecně se dá říci, že unipolární struktura je výhodnější, jelikož v tak složitém zapojení jako je na obr. 2.16 dochází k proudovým ztrátám v bipolární struktuře a projevují se zde generační rozdíly mezi těmito strukturami. Ovšem nemusí to vždy platit, jak je vidět níže.

Na následujícím obrázku 2.19 je vyobrazena závislost napájecího napětí operačního zesilovače na jeho proudovém přenosu. Modrou barvou je vyobrazen průběh pro unipolární strukturu operačního zesilovače a červená barva je pro bipolární strukturu. Z průběhu je vidět, že přenos je roven jedné (byl tak pro simulaci nastaven proudový operační zesilovač) jen v rozmezí od cca 4 V do cca 14 V. Mimo rozsah těchto hodnot napájecího napětí má zesilovač nekonzantní přenos.



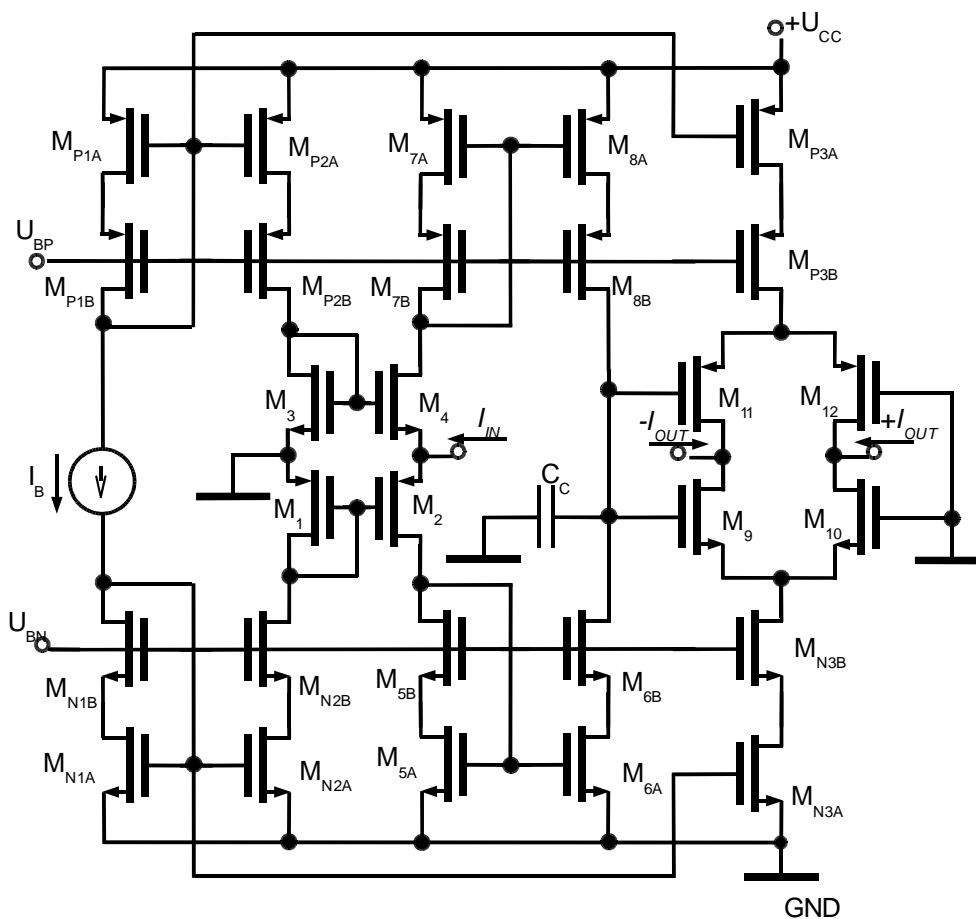
Obr 2.19: Vliv napájecího napětí na přenos prvního COA

2.5.2. Druhé zapojení proudového zesilovače.

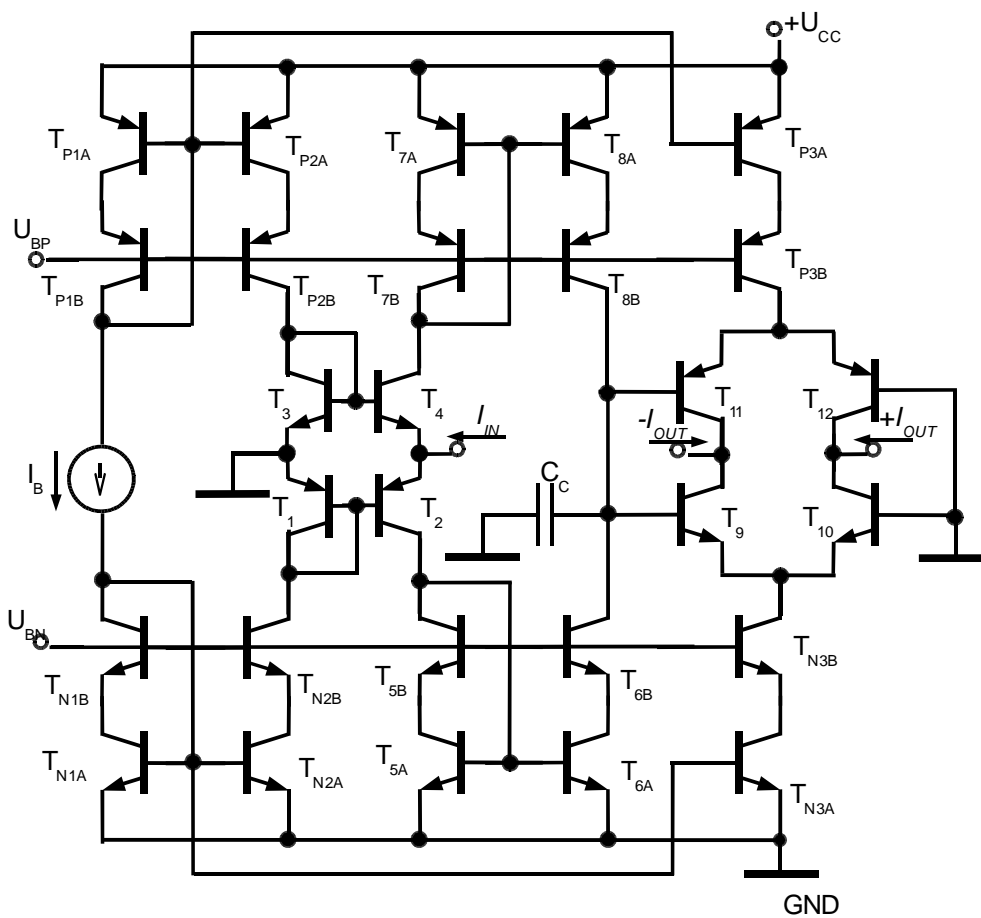
Toto zapojení kombinuje vysokou sledovací frekvenci a šířku pásma. Na vstupu obvodu je použit proudový konvektor druhé generace třídy AB. Tato struktura omezuje napájecí napětí pouze okolo 3,5 V. Schéma je na obr. 2.20., všechny N-MOS tranzistory mají zátěžový koeficient 10, u P-MOS je tato hodnota rovna 30.

U těchto dvou zapojení je opomíjen vstupní pól. Vstupní pól je kvůli otevřené smyčce vstupního odporu proudového operačního zesilovače se sdruženou vstupní kapacitou. Protože soustava veličin vstupního odporu je $1/g_m$ a vstupní kapacita činí nejméně kanál velké kapacity

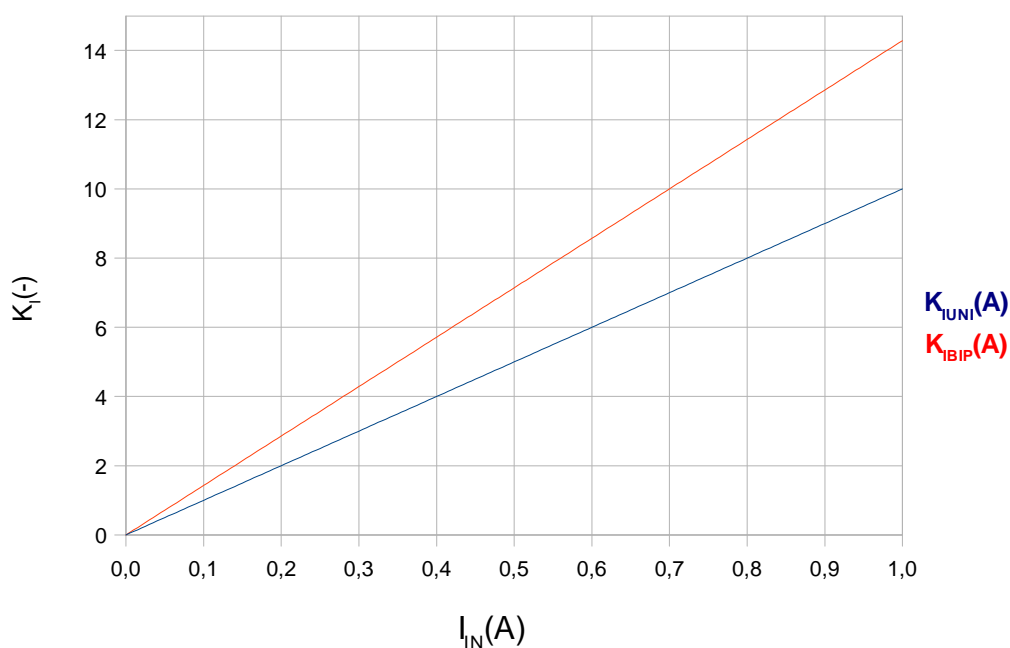
proudového zdroje tranzistoru, vstupní pól má obvykle stejnou hodnotu jako póly ostatní, díky proudovým zrcadlům, [3].



Obr 2.20: Detailní schéma druhého zapojení proudového operačního zesilovače v unipolární struktuře



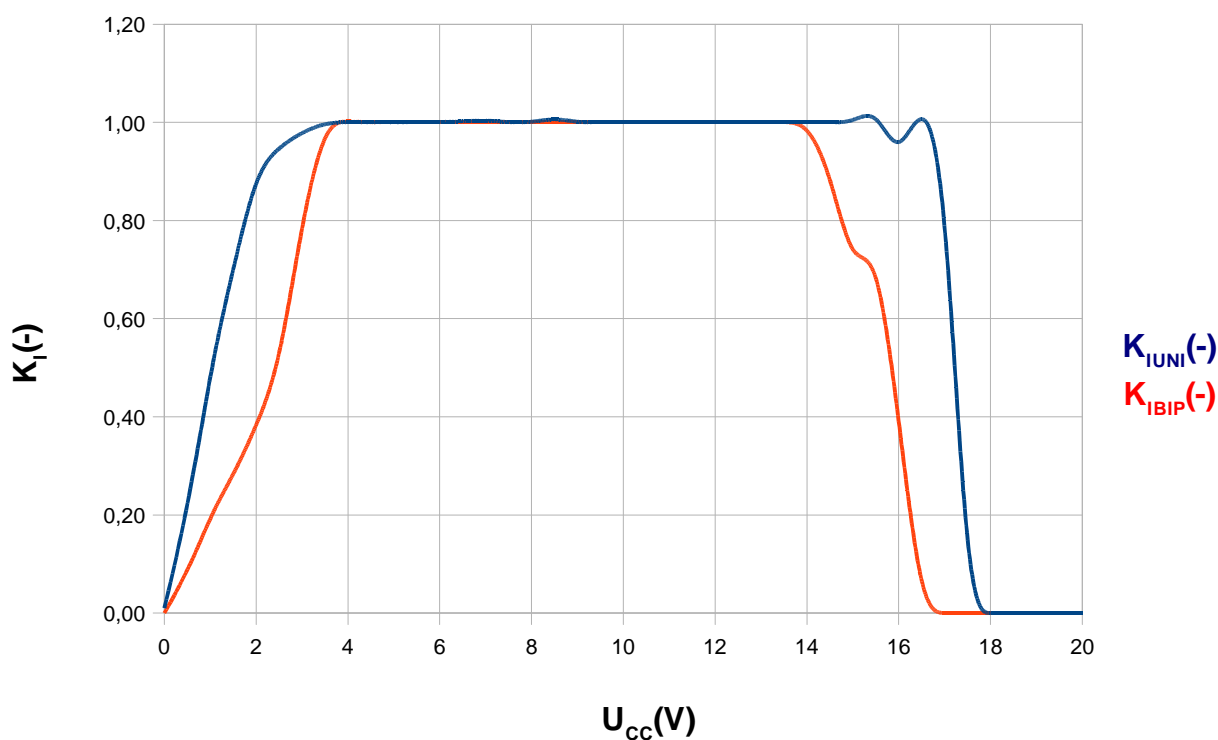
Obr 2.21: Detailní schéma druhého zapojení proudového operačního zesilovače v bipolární struktuře



Obr 2.22: Srovnání proudového přenosu unipolárního a bipolárního druhého COA

Toto zapojení uvedené na obr. 2.20 a 2.21 je složeno ze dvou shodných částí a každá část pracuje s jedním výstupem operačního zesilovače. Každá půlka obsahuje proudová zrcadla představující proudové zdroje a transrezistanční zesilovače. Na vstupu je proud zesílen proudovým zrcadlem a je dále zpracován dalšími zesilovači, které upraví výstupní proud na invertující či neinvertující výstupu. Na samotném výstupu je samotný diferenční zesilovač. Dále je ze schématu vidět, že obvod obsahuje dva vstupy pro napájení oblasti označené P a oblasti označené N. Tím je dosaženo toho, aby zesilovač sám o sobě pracoval správně a nepřetěžoval vstup samotného obvodu.

Analýzou tohoto obvodu pro porovnání bipolární a unipolární struktury se zjistilo, že zapojení v bipolární struktuře je více zesilující ve výše popsáném zapojení na obr 2.9. Ovšem jestli je to hlavní kvalitativní parametr se říci nedá. Jelikož frekvenční závislost je u bipolárních struktur zcela odlišná od unipolárních.



Obr 2.23: Vliv napájecího napětí na přenos druhého COA

Na obrázku 2.23 je vidět závislost napájecího napětí na proudovém přenosu zesilovače. Rozsah je opět od 4 V do 14 V. Mimo tento rozsah je zesilovač nestabilní a jeho přenos je značně kolísavý. Je vidět, že zesilovač v unipolární struktuře má vyšší napěťový rozsah než v bipolární struktuře.

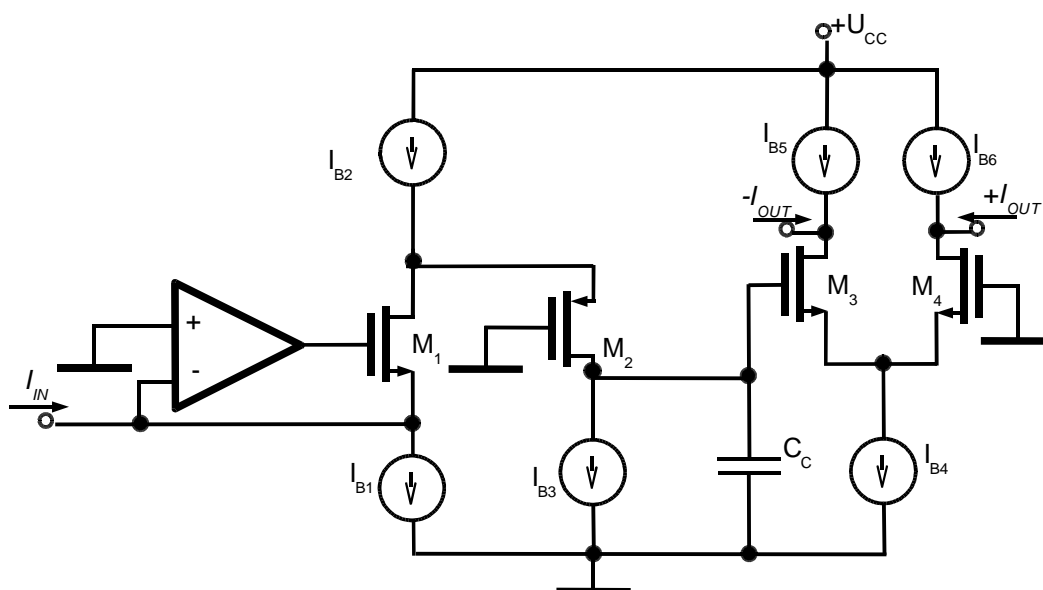
2.5.3. Třetí zapojení proudového zesilovače

Zapojení tohoto typu je principiálně velice jednoduché a vychází z klasického operačního zesilovače, jehož výstup je dále zpracován výstupními tranzistory a diferenčním zesilovačem na výstupu. V tomto obvodu se nachází několik proudových zdrojů. Tyto bloky jsou pak rozprostřeny do detailního schématu na obr. 2.25. Z důvodu potlačení vstupní nesymetrie je jeden ze vstupů přiveden na zem, což nám pomůže, pokud potřebujeme využít jen jeden vstup proudového operačního zesilovače. Pokud by bylo zapotřebí obou vstupů, využili bychom zapojení na obr. 2.7, kde je popsáno jak lze zamezit vstupní nesymetrii obvodu.

Pro dosažení nejlepší frekvence je zobrazena konfigurace na obr. 2.24. Použitá proudová zrcadla se vyhýbají běžnému užití gate tranzistoru M_2 . Tohoto využívá pomocný diferenční zesilovač, zpětná vazba na vstupním bloku snižuje vstupní rezistanci. Samozřejmě zlepšení frekvence zisku šířky pásma je následkem vstupní zpětné vazby a musí být vyšší než hlavního zesilovače.

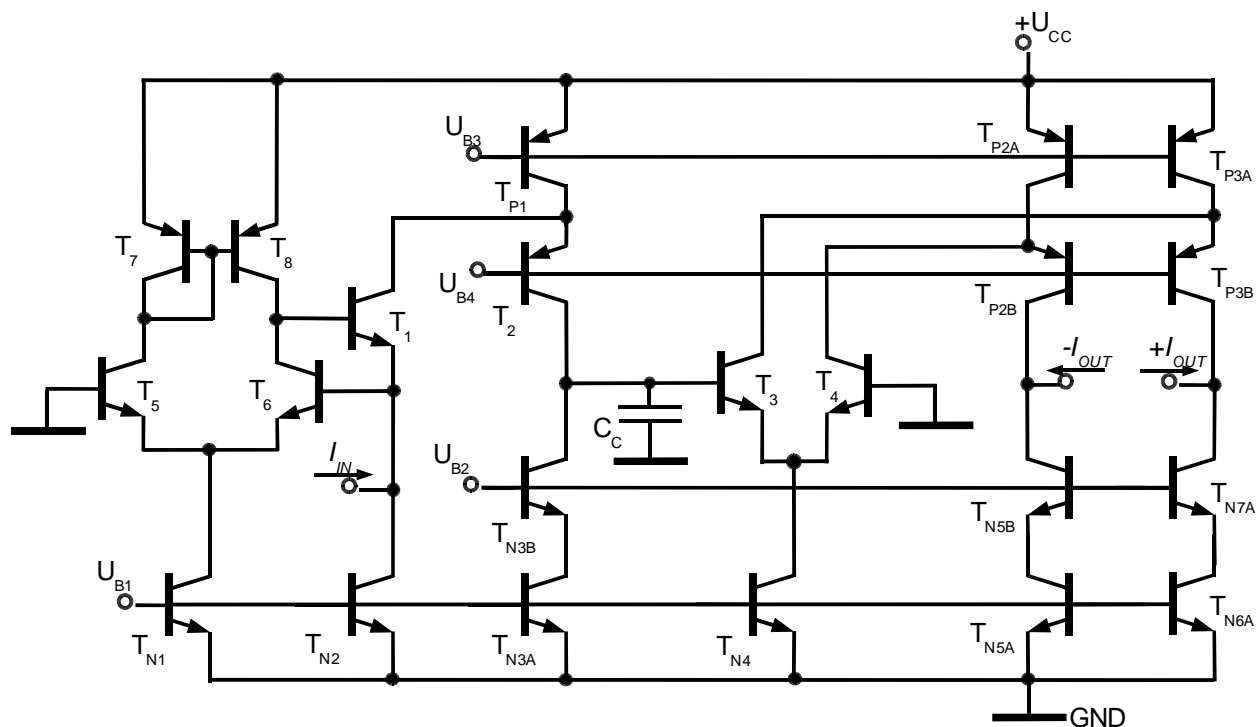
Detailní schéma obvodu je na obrázku 2.25, kde pomocný zesilovač je složen z diferenčního stupně M_5 a M_8 . Jednoduchý diferenční výstupní stupeň byl nahrazen složenými kaskodovými transkonduktančními zesilovači.

Jako vždy uvedená zapojení zanedbávají vstupní pól, který může být stejné amplitudy následkem proudového zrcadla. V této architektuře je vstupní impedance velmi snížena vstupní zpětnou vazbou, [3].

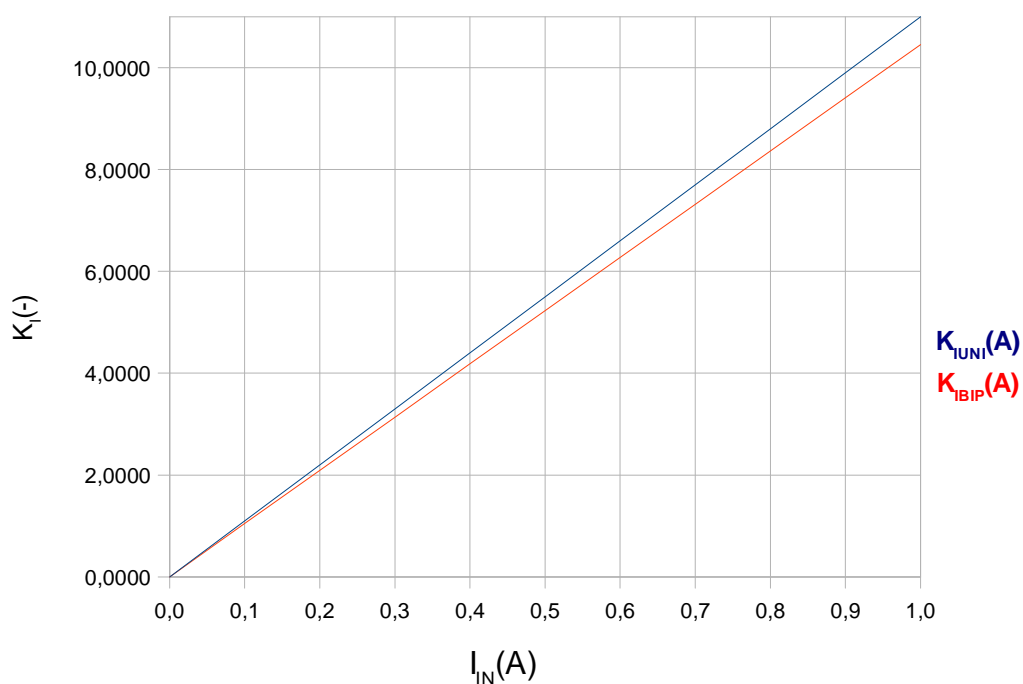


Obr 2.24: Jednoduché schéma třetího zapojení proudového operačního zesilovače

Detailní schéma obsahuje kompletní schéma proudového operačního zesilovače. Ve schématu je vidět proudové zrcadlo a diferenční vstup. Kombinace použitých tranzistorů nám umožňuje dosáhnout ideálního zesílení.



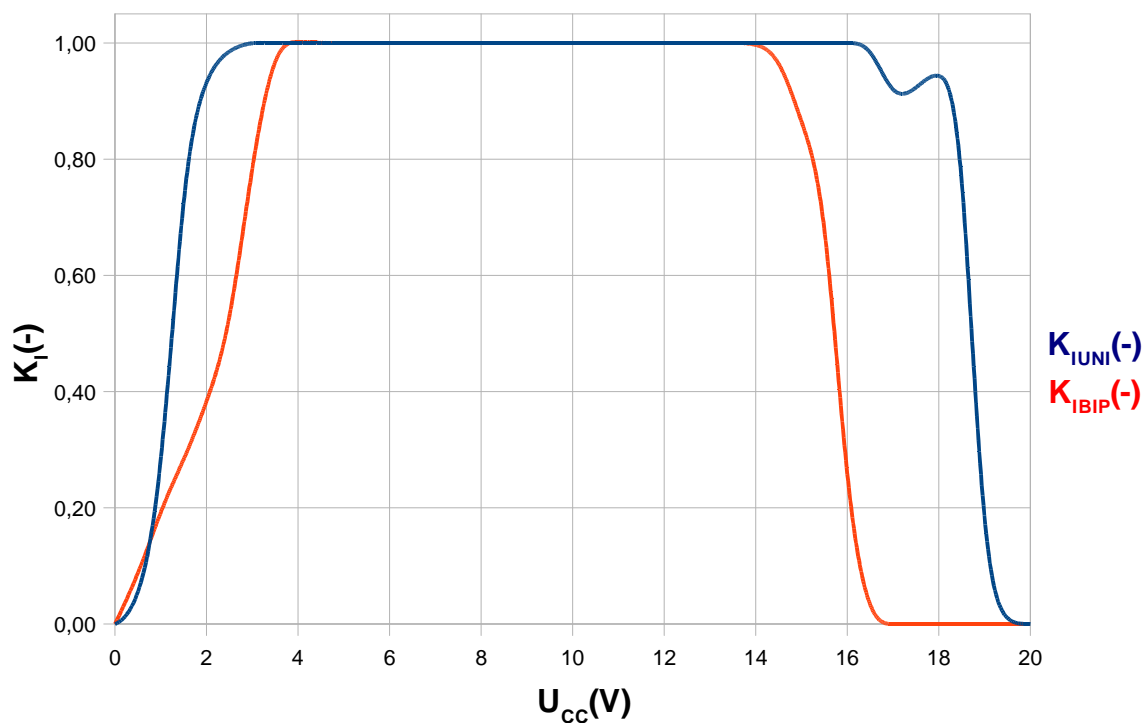
Obr 2.26: Detailní schéma třetího proudového operačního zesilovače v bipolární struktuře



Obr 2.27: Srovnání proudového přenosu unipolárního a bipolárního třetího COA

Pokud se dají do srovnání tyto zesilovače z pohledu použité struktury, tak je vidět, že jejich přenosové vlastnosti v testovaném obvodu vykazují téměř shodný výsledek.

Obrázek 2.28 ukazuje srovnání bipolární a unipolární struktury v závislosti na jejich napájecím napětí. U tohoto zapojení je vidět, že unipolární struktura má cca o 3 V větší rozsah napájecího napětí pro lineární přenos proudového operačního zesilovače. Na konci svého napěťového rozsahu je unipolární struktura zesilovače trochu zvlněná. Proto je potřeba se při použití tohoto typu zesilovače tomuto napájecímu napětí vyhnout.



Obr 2.28: Vliv napájecího napětí na přenos třetího COA

2.6. Zátěžové proudové zesilovače

Operační proudové zesilovače pro nízké zatížení nemusí mít výstupní stupeň striktně definován. U výkonových zesilovačů je definice výstupního stupně nutností. Zakončení těchto proudových zesilovačů znázorňuje obr. 2.29.

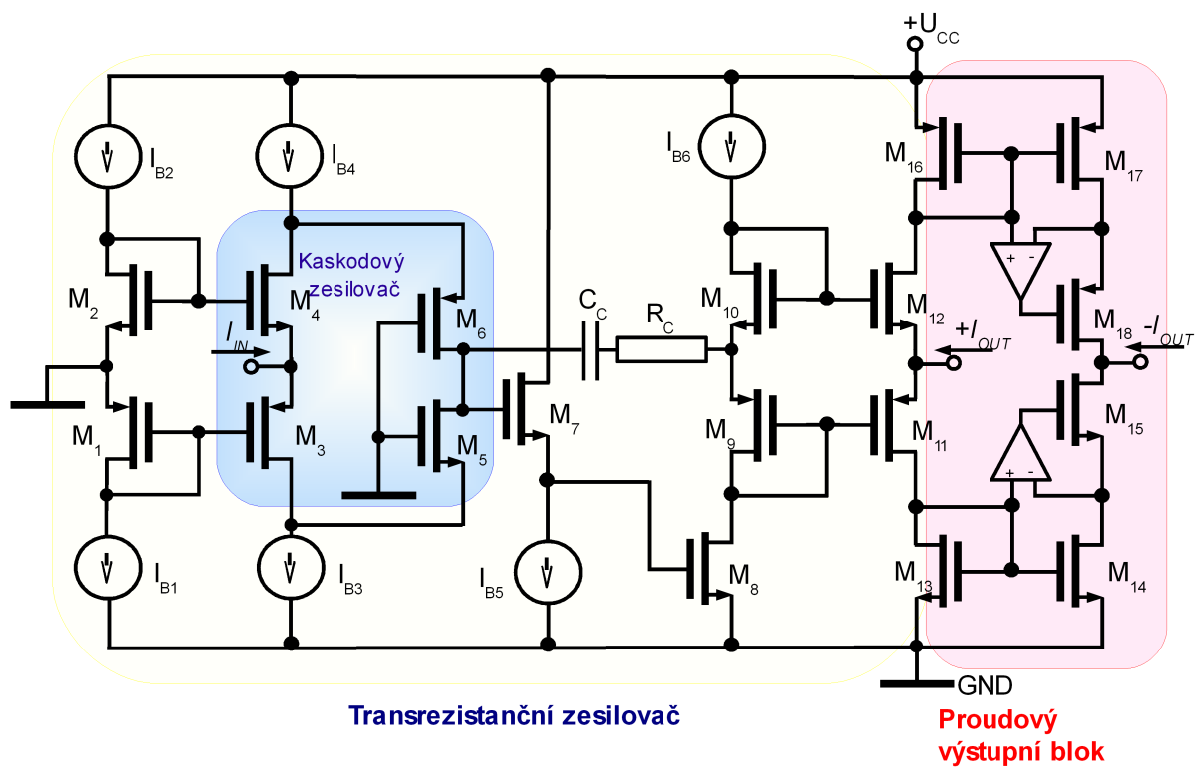
Návrh řídicích stupňů ve výkonových zesilovačích je velmi důležitý, ale obtížný, zvláště obvody v proudovém módu. Tyto obvody využívají proudový výstup, který obsahuje proudová zrcadla, která vyvolají několikanásobný výstup zpětnovazební smyčky. Proto lineární systémy jsou určeny lineárním proudovým zrcadlům. Následkem klasického řešení založeného na standardním proudovém zrcadle může být hůře užito, jestliže je žádoucí vysoká linearita, [3].

2.6.1. Proudový operační zesilovač s napětovou zpětnou vazbou – VFCOA

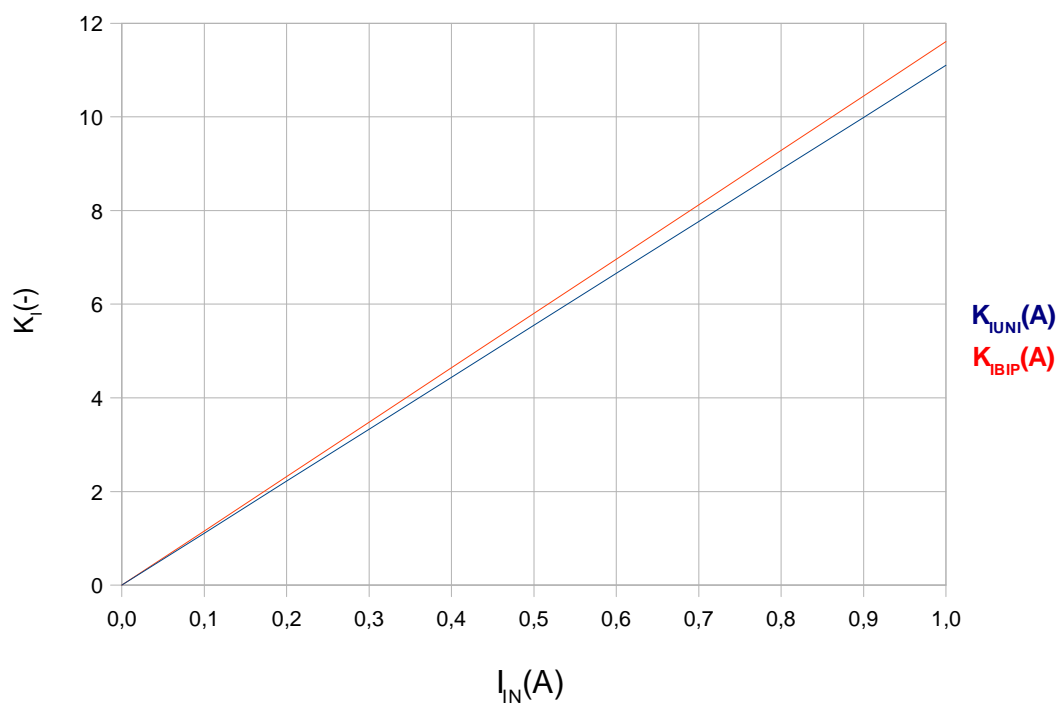
Jednoduché schéma tohoto proudového zesilovače je na obr. 2.29. Je složeno ze dvou základních stavebních bloků kterými jsou transrezistanční zesilovač a proudový výstupní stupeň. Na vstupu obvodu je diferenční vstup, opět je vidět, že obvod je složen ze dvou hlavních částí, které se proti sobě zrcadlí a jsou shodné až na pár obvodových detailů. Obvod obsahuje kombinace tranzistorů, které ve většině představují proudová zrcadla. Ty zapříčiňují zesílení celkového obvodu. Na výstupu zapojení jsou implementovány klasické operační zesilovače pro koncové zesílení, jelikož se jedná o výkonový zesilovač.

Transrezistanční zesilovač je složen z tranzistorů $M_1 - M_{12}$ a vložených hlavních bloků složených kaskodovým zesilovačem. Složení kaskodového zesilovače je pomocí tranzistorů M_3-M_6 . Běžný zdroj zesilovače představuje tranzistor M_8 a konstantní zdroj proudu I_{B6} . Zesilovač sleduje napětí, které je přiváděno na tranzistory M_9-M_{12} , Dioda spojuje tranzistory M_9 a M_{10} přesně nastaveným proudem v M_{11} a M_{12} , [3].

I u tohoto typu zapojení byla aplikována simulace pro zjištění jak se bude tento obvod chovat v odlišných strukturách a bylo ukázáno na obr. 2.30, že u tohoto typu zapojení typ použité struktury není příliš důležitý, jelikož je zesilovač navržen pro vysoké zatížení, kde se generační nevýhody mezi strukturami stírají a můžeme pro praktickou aplikaci použít nám bližší strukturu.

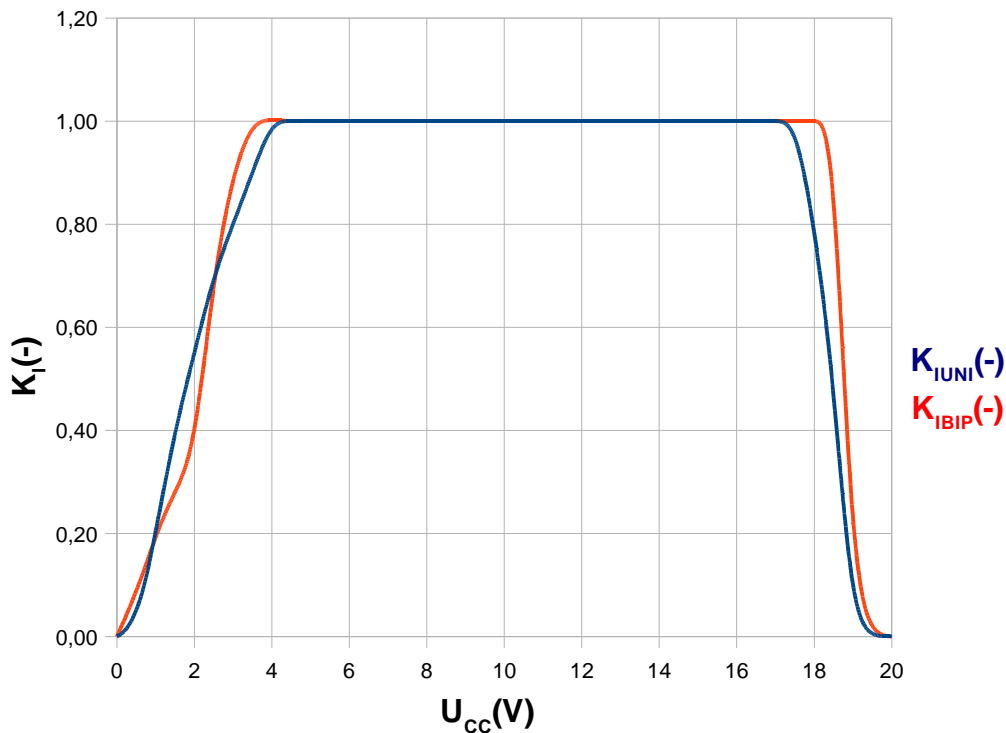


Obr 2.29: Detailní schéma proudového operačního zesilovače - VFCOA



Obr 2.30: Srovnání proudového přenosu unipolárního a bipolárního VFCOA

U tohoto typu zapojení proudového operačního zesilovače je vzájemné porovnání bipolární a unipolární struktury k napájecímu napětí (obr. 2.31) velice podobné a lze říci, že tyto zesilovače jsou si téměř rovny.



Obr 2.31: Vliv napájecího napětí na přenos VFCA

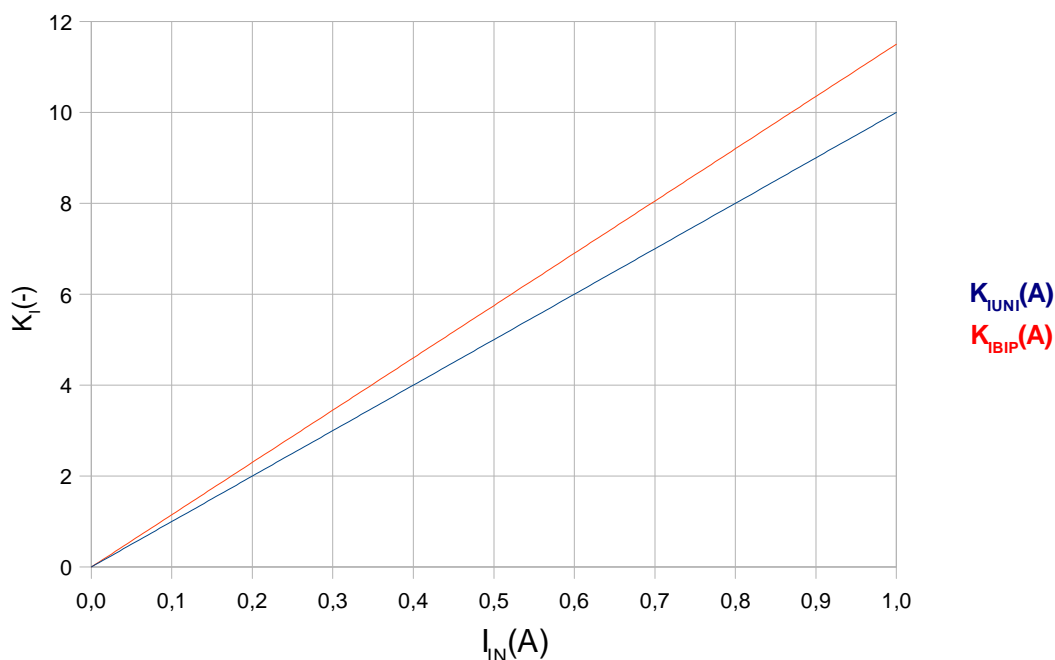
2.6.2. Výkonový proudový operační zesilovač třídy AB.

Základem tohoto zapojení je vstupní obvod, který představuje transrezistanční zesilovač, složený z dvou proudových zrcadel, která jsou připojena na proudové zdroje I_{B1} až I_{B4} . Dalším blokem obvodu je transkonduktanční zesilovač, který je složený z elementárních obvodů jako jsou proudová zrcadla a transkonduktanční zesilovač. V této části je procházející proud několikrát zrcadlí a otáčí a proto je možné na výstupu mít výkonový stupeň, který má jak kladnou tak i zápornou složku výstupního proudu. Hlavní částí výstupního obvodu jsou 4 integrované elementární operační zesilovače, na jejichž vstupech jsou připojeny tranzistory a tyto zesilovače zapojené ve zpětnovazební síti tranzistorů tvoří koncový zesilovací stupeň dané části obvodu a přes které je výstupní proud přiváděn na samotný výstup proudového operačního zesilovače.

Stanovení třídy AB transkonduktančního výstupního stupně je vhodné pro implementaci

proudového operačního zesilovače, stejná topologie může být využita u proudového výstupu. Obrázek 2.33 ukazuje schéma třídy AB proudového operačního zesilovače, které je užívá dvou párů komplementárních posílených zisků kaskodového proudového zrcadla ve výstupním bloku (tranzistory $M_{20A} - M_{22B}$ a dvěma páry pomocných napěťových zesilovačů, $A_1 - A_4$). Toto uspořádání poskytne diferenční výstup, který umožní dosáhnout přesných operací proudového operačního zesilovače. Mimoto je obvod charakterizován dvěma vysokými impedancemi výstupních uzlů, takže přichází přebuzení limitů tradiční třídy AB napětím následujícím.

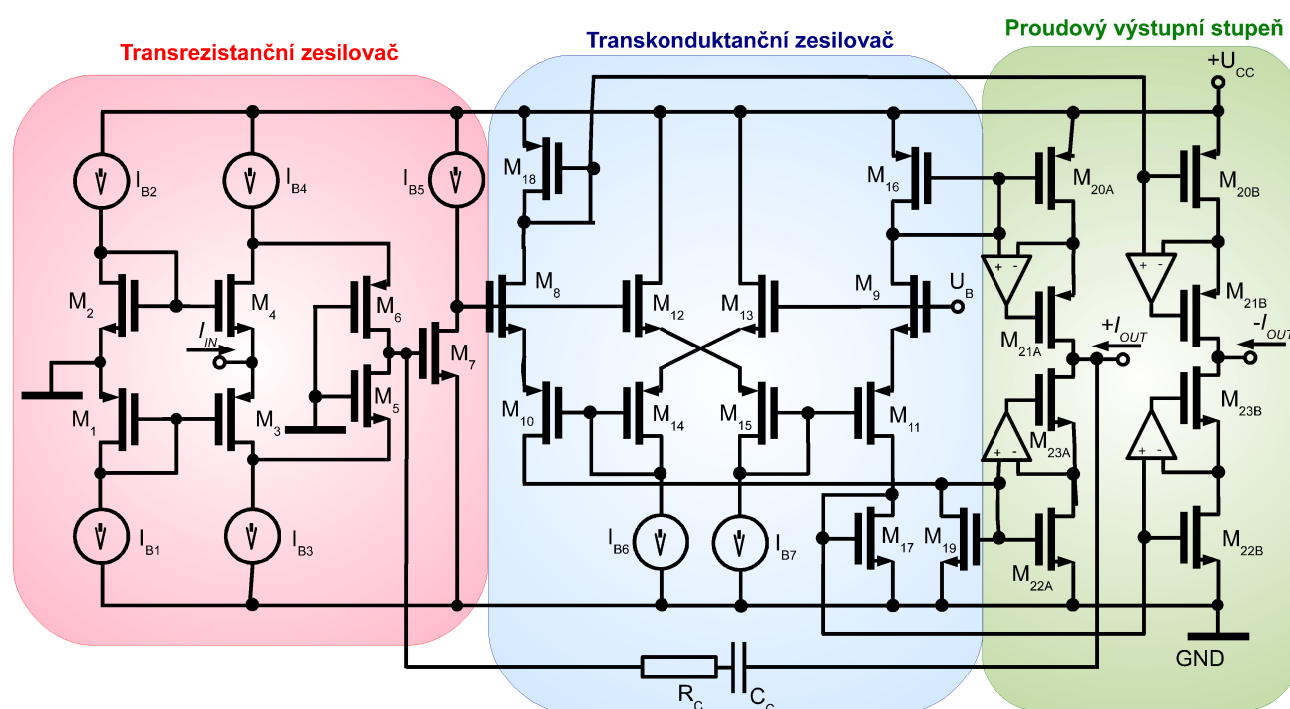
V následujícím obrázku 2.32 je vidět průběh zesílení pro jednotlivé typy použitých vnitřních struktur obvodu. U tohoto zapojení je vidět, že výsledek analýzy vyšel výhodněji z výkonového hlediska pro bipolární strukturu a opět můžeme říci, že pro výkonové stupně je bipolární struktura stále ještě dobře použitelná, ovšem její hlavní nevýhoda je ve stíženém ovládní tohoto tranzistoru. Jelikož pro vysoké zatížení je práce s velikými proudy docela nepohodlná, kdežto u unipolární struktury je možné tranzistor ovládat nižšími proudy než je tomu u bipolární struktury.



Obr 2.32: Srovnání proudového přenosu unipolárního a bipolárního výkonového COA třídy AB

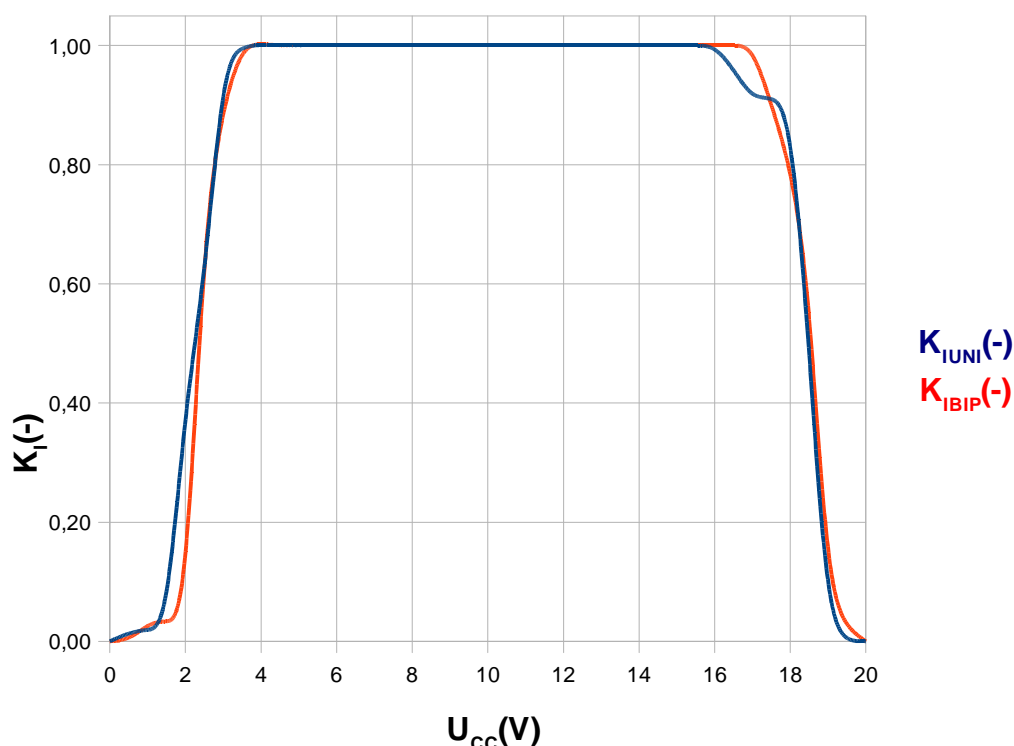
Transrezistanční zesilovač je tvořen tranzistory $M_1 - M_7$ a jsou založeny na složeném kaskodovém zesilovači. Toto má hlavní přínos pro otevřenou smyčku zisku celkového zesilovače. Připojení společného drainu M_7 poskytne správné bias napětí následujícího stupně.

Transkonduktanční zesilovač je složen z tranzistorů $M_8 - M_{19}$ a pracuje ve třídě AB. Je zde vytvořeno křížové spojení diferenčních stupňů, které jsou použito před nelineárním vstupním blokem operačního zesilovače. Návrh používá invertující vstup a velikost použitého napájecího napětí je rovna 3,5 V, [3].



Obr 2.33: Detailní schéma výkonového COA třídy AB v unipolární struktuře

Srovnání bipolární a unipolární struktury proudového přenosu v závislosti na napájecím napětí samotného operačního zesilovače je vidět, že u tohoto typu zapojení je proudový přenos obou typů struktur podobný a jediný rozdíl se vyskytuje v horním rozsahu U_{CC} obvodu, kde unipolární struktura vykazuje nestabilní zvlnění.



Obr 2.34: Vliv napájecího napětí na přenos COA třídy AB

2.7. Zhodnocení vlastností proudových operačních zesilovačů

Následující tabulka stručně popisuje některé vlastnosti proudových operačních zesilovačů. Je zde popsáno, jak je který zesilovač lineární a jaká je jeho závislost na napájecím napětí samotného zesilovače.

Typ zesilovače	Proudový přenos K_I	Napět'ový rozsah v unipolární struktuře	Napět'ový rozsah v bipolární struktuře
První COA	Lineární v celém rozsahu	4,5 V ÷ 13,5 V	3,5 V ÷ 14,5 V
Druhý COA	Lineární v celém rozsahu	3,5 V ÷ 15,5 V	3,5 V ÷ 14 V
Třetí COA	Lineární v celém rozsahu	3 V ÷ 16,5 V	3,5 V ÷ 14,5 V
VFCOA	Lineární v celém rozsahu	4 V ÷ 17,5 V	3,5 V ÷ 18,5 V
COA třídy AB	Lineární v celém rozsahu	3,5 V ÷ 16 V	3,5 V ÷ 17 V

Tab 2: Vlastnosti proudových operačních zesilovačů

Z předchozí shrnující tabulky je vidět, že proudový přenos je lineární v celém rozsahu vstupního proudu. Napět'ový rozsah je velice podobný u všech zesilovačů, ale největší rozsah má zesilovač VFCOA v bipolární struktuře. Naopak rozsah nejmenší má zesilovač označený v této práci jako První COA.

Závěr

Úkolem této diplomové práce bylo seznámit se s proudovým operačním zesilovačem. Nejprve jsem se snažil nastínit vlastnosti a struktury prvků a součástek, které jsou použity při návrhu proudového operačního zesilovače. Seznámili jsme se s proudovými zrcadly, proudovými konvejory, operačním zesilovačem, transimpedančním zesilovačem a různými modifikacemi těchto obvodů. Proudový operační zesilovač vychází z podstaty těchto prvků, které v určité kombinaci dávají požadovaný výsledek. Seznámili jsme se se strukturou elementárního operačního zesilovače, jehož hlavními částmi jsou emitorový sledovač, diferenční zesilovač a proudový zdroj. Tyto použité prvky se nacházejí i při návrhu proudového operačního zesilovače. Dále jsem představil dvě generace proudových konvektorů a konvektor s diferenčním vstupem. Tyto součástky se mohou v určitých návrzích objevit a jejich hlavní výhodou je vysoký stupeň integrace a možnost kombinace různých obvodů. Jako proudové operační zesilovače byly představeny dva hlavní typy. A to proudové operační zesilovače pro nízkozátěžové aplikace a pro zátěžové aplikace. Pro každou tuto skupinu jsem představil několik základních zapojení využívající vlastností a kombinace výše popsaných elementárních obvodů.

Rozdělení na skupiny proudového operačního zesilovače je dáno zatížitelností daného obvodu a to z důvodu možnosti následného využití zapojení v praxi s určitým záměrem. Pro proudové operační zesilovače nízkozátěžové jsem představil tři zapojení, která vychází z jedné hlavní struktury. Každý proudový operační zesilovač je složen ze tří základních bloků. A to proudového sledovače, zesilovače a transkonduktančního výstupního stupně. Z těchto tří elementárních bloků jsou pak složeny jednoduché i složité proudové operační zesilovače. Pro nízkozátěžové obvody byly představeny tři zapojení, jejichž název nebyl specifikován a proto jsou označena jako první, druhé a třetí zapojení. Tato zapojení vycházejí z podstaty proudového zrcadla a diferenčního zesilovače, který je na výstupu obvodu. Dále obvody obsahují několik proudových zdrojů, které jsou fyzicky reprezentovány různými druhy zapojení tranzistorů. Pro každé toto zapojení je uvedeno schéma jak pro unipolární, tak i bipolární technologii výroby tranzistorů. Každé zapojení se liší složitostí vstupní části obvodu, způsobem provedení proudových zdrojů a implementace diferenčního zesilovače. Výkonové neboli zátěžové proudové operační zesilovače vycházejí z podobné struktury jako nízkozátěžové zesilovače s tím rozdílem, že výstup těchto obvodů je posílen integrovanými operačními zesilovači, které nám dokáží lépe zpracovávat výkonové složky. Hlavním rozdílem při použití bipolárních či

unipolárních tranzistorů je velikost výstupního odporu obvodu, která je pro unipolární zapojení nesrovnatelně vyšší než pro zapojení v bipolární technologii. Unipolární technologie je pro tyto obvody lépe použitelná z důvodu jednoduššího návrhu integrované struktury a modernější technologie vůbec. Bipolární technologie vykazuje průměrný vstupní odpor oproti malému vstupnímu odporu unipolárního obvodu. Velikost výstupního odporu je také pouze průměrná a pro unipolární strukturu je velikost výstupního odporu obvodu obrovská v řádech $M\Omega$. Obecně lze říci, že bipolární struktury už nemají takové využití a užité vlastnosti oproti unipolární technologii, protože je omezuje budící napětí bipolárního tranzistoru U_{BE} , které spíná tranzistor až od 0,7 V. Unipolární tranzistory mají toto napětí také podobné, ale stačí jim menší proud pro vybuzení tranzistoru.

Proudové operační zesilovače jsou důležitou součástí mnoha integrovaných struktur a proto je jejich vývoj velice důležitý, protože proudový zdroj je nedílnou součástí dnes již každého elektronického zařízení. Je jasné, že vývoj směřuje více k unipolární struktuře a bipolární struktura je již používána spíš sporadicky nebo pro zvláštní typy obvodů.

V práci bylo nastíněno jak se provádí analýza obvodu. V našem případě se jednalo o analýzu vnitřní struktury obvodu a to simulačním programem MicroCap 9.0, který jsem si vybral, protože jeho vlastnosti a funkce většinou dostačovaly pro mnou prováděnou analýzu obvodu. Jediný problém nastal u některých funkcí jen pro profesionální placenou verzi, tak jsem musel od těchto typů analýz upustit, jednalo se například o simulaci obvodu a paralelně měnící se dvě hodnoty v obvodu, to nebylo současně možné. Dále většina rovnic zde uvedených vznikla symbolickou analýzou programu Snap 3.0, nebo z citované literatury. Rovnice pro vyjádření proudového přenosu, které by vycházely z vnitřní struktury obvodu jak je uvedeno u proudových zrcadel v kapitole 1 bylo zbytečné uvádět, jelikož samotné zesílení a nastavení obvodu provádí zpětnovazební struktura kolem samotného operačního zesilovače. Provedl jsem pokus o získání těchto rovnic, ale simulační program Snap není pro výpočty takovýchto složitých struktur s takovým množstvím součástek stavěn (dvě hodiny simulace a výsledek: *No results available* !) proto jsem od tohoto ustoupil a ani to nebylo cílem této práce.

Ve výsledku by mohla být tato diplomová práce chápána jako stručný průvodce problematikou proudových operačních zesilovačů a možnostmi jejich simulace.

Seznam literatury

- [1] BRZOBOHATÝ, J., MUSIL, V. *Analogové elektronické obvody*. Brno : [s.n.], 2002. 155 s.
- [2] BUCHMAIER, Pavel. Vlastnosti bipolárních proudových zrcadel. *Elektrorevue* [online]. 1999 [cit. 1999-12-21]. Dostupný z WWW:
<<http://www.elektrorevue.cz/clanky/99014/index.html>>. ISSN 1213-1539.
- [3] PALMISANO, Giuseppe, PALUMBO, Gaetano, PENNISI, Salvatore. *CMOS Current Amplifiers*. New York : Springer-Verlag, 1999. 176 s. ISBN 0792384695.
- [4] TICHÝ, Milan, CHOBOT, Ondřej. *Elektronika* [online]. Praha : 2002 [cit. 2002-03-07]. Elektronické zpracování signálů. Dostupný z WWW:
<<http://lucy.troja.mff.cuni.cz/%7Etichy/kap7/1.html>>.
- [5] RYŠÁNEK, František. *Vniřní uspořádání operačních zesilovačů a výkonových audio zesilovačů* [online]. [2001] [cit. 2001-04-03]. Dostupný z WWW:
<http://home.eunet.cz/rysane/op_amp_int_cz.html>.
- [6] DOSTÁL, Tomáš. *Analogové elektronické obvody*. Brno : [s.n.], 2004. 134 s.
- [7] BEČVÁŘ, Daniel. *Mikroelektronické obvody*. Brno : [s.n.], 2006. 157 s. Dostupný z WWW:
<https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/umel/Mikroelektronicke_obvody_S_P.pdf>.
- [8] FERRI, Giuseppe, GUERRINI, Nicola C. *Low Voltage, Low Power CMOS Current Conveyors*. Boston : Kluwer Academic Publishers, 2003. 226 s. ISBN 1-4020-7486-7.
- [9] BEČVÁŘ, Daniel. Struktury proudových konvektorů a jejich vlastnosti. *Elektrorevue* [online]. 2001 [cit. 2001-01-16]. Dost z WWW:
<<http://www.elektrorevue.cz/clanky/01001/index.html>>. ISSN 1213-1539.

- [10] PALMISANO, Giuseppe, PALUMBO, Gaetano, PENNISI, Salvatore. Solutions for CMOS current amplifiers with high-drive output stages. In *IEEE Transactions on*. [s.l.] : [s.n.], 2000. Díl 47. s. 988-998. ISSN 1057-7130.
- [11] BIOLEK, Dalibor. CDTA – Building Block for Current-Mode Analog Signal. In *Proceedings of the ECCTD03 Krakow*. [s.l.] : [s.n.], 2003. s. 397-400. Dostupný z WWW: <http://user.unob.cz/biolek/veda/articles/ECCTD03_2.pdf>. ISBN 83-88309-95-1.
- [12] CHEN, J.J., TSAO, H.W, LIU, S.I. Current mode oscillators using single current follower. In *Electronics Letters*. [s.l.] : [s.n.], 1991. Díl 27. s. 2056-2059. ISSN 0013-5194.
- [13] DOSTÁL, Jiří. *Operační zesilovače*. 1. vyd. Praha : Ben - technická literatura, 2005. 536 s. ISBN 80-7300-049-0.
- [14] BRANČÍK, Lubomír, DOSTÁL, Tomáš. *Analogové elektronické obvody*. Brno : [s.n.], 2007. 194 s. Dostupný z WWW: <https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Analogove_elektronicke_obvody_S.pdf>.
- [15] BARNES, E. Ask the applications engineer, *Current – feedback amplifiers -II*, Analog Devices, Norwood, 1996
- [16] MUCHA, I. *Special function blocks for analog current signal processing*. Brno, 1995. 150 s. BUT Brno. Dizertační práce.
- [17] BAKER, R.J., HARRY, W., BOYCE, D.E. *CMOS circuits design layout and simulation*. New York : Wiley Inter-Science, 1997. 902 s. ISBN 0780334167.
- [18] BUCHMAIER, Pavel. Proudová zrcadla s unipolárními tranzistory. *Elektrorevue* [online]. 2000 [cit. 2000-01-03]. Dostupný z WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00001/index.html>>. ISSN 1213-1539.